

MTA Doktori Értekezés

**Váltakozóáramú villamos hajtások
hálózatcsatlakozási tulajdonságainak
optimalizálása**

Veszprémi Károly
a műszaki tudomány kandidátusa

Budapest
2009

Köszönetnyilvánítás

Köszönetemet fejezem ki a Villamos Energetika Tanszék Villamos Gépek és Hajtások Csoportjában dolgozó összes kollégámnak, akik közvetve vagy közvetlenül segítettek munkámban, aminek eredménye ez az értekezés.

Külön szeretném kifejezni köszönetemet Dr.Schmidt István és Dr.Hunyár Mátyás kollégáimnak, akik áldozatos munkával mentoraimként segítettek attól kezdve, hogy a tanszékre kerültem. Időt és fáradságot nem kímélve segítettek a kutatásaimban, publikációimban, a disszertáció lektorálásában, hatalmas tapasztalatukkal, szakmai tudásukkal és tisztánlátásukkal.

Köszönöm családomnak, hogy mindig mellettem álltak az eddigi élet– és szakmai pályám során: Szüleimnek, akik felneveltek, tanítottak és embert faragtak belőlem. Feleségemnek, aki igazi társam az életben. Gyerekeimnek, akik bár nem volt mindig elegendő időm rájuk, mégis számtalan örömet okoztak. Nélkülük nem jutottam volna el idáig...

Tartalomjegyzék

Köszönetnyilvánítás	ii
Tartalomjegyzék	iii
Jelölések jegyzéke	vi
Bevezetés.....	1
A kitűzött kutatási feladatok, helyük a szakterületen, motivációk.....	1
1. Hálózatra csatlakozás feszültség szabályozón keresztül.....	5
1.1. Az impulzusszélesség modulált váltakozóáramú szaggató vezérlése	6
1.1.1. A fogyasztó áramirányának érzékelése	7
1.1.2. A kapcsolók áramirány függő vezérlése.....	7
1.1.3. A tranzisztorok túláram védelme motoros terhelés esetén	9
1.1.3.1. A méretezés elméleti háttere	10
1.2. Az ideálistól eltérő tápláló feszültség kompenzálása	12
1.2.1. Az ideálistól eltérő tápláló feszültség hatása.....	12
1.2.2. Lehetőségek tirisztoros feszültség szabályozóval	13
1.2.3. Lehetőségek IGBT-s feszültség szabályozóval	14
1.2.3.1. Jelfeldolgozási kérdések.....	14
1.2.4. Kompenzálási módszerek.....	15
1.2.4.1. Állandó amplitúdóra szabályozás.....	15
1.2.4.2. Kompenzálás a feszültségvektor forgási sebességének figyelembevételével ..	17
1.2.4.3. A fizikai megfontolások matematikai igazolása.....	19
1.2.4.4. Módosított módszer több felharmonikus kompenzálására	20
1.2.4.5. Módszer az összes felharmonikus kompenzálására	22
1.2.4.6. A módszerek összehasonlítása	24
1.3. A hálózati teljesítményigény csökkentése energiatakarékos szabályozásokkal.....	25
1.3.1. A szükséges teljesítményelektronikai kapcsolás kiválasztási szempontjai	25
1.3.2. A feszültség inverter.....	26
1.3.3. A váltakozóáramú szaggató.....	26
1.3.3.1. Tirisztoros váltakozóáramú szaggató	27
1.3.3.2. IGBT-s ISZM váltakozóáramú szaggató.....	27
1.3.4. A feszültség inverter és az ISZM váltakozóáramú szaggató összehasonlítása	28
1.3.4.1. Motor veszteségek	28
1.3.4.2. A teljesítményelektronika veszteségei	30
1.3.4.3. Mérési eredmények	30
Összefoglalás az 1.1., 1.2. és 1.3. fejezetekhez: 1. tézis (ISZM szaggató)	33
Irodalomjegyzék az 1.1., 1.2. és 1.3. fejezetekhez	34
Irodalmi előzmények.....	34
Az 1. tézishez kapcsolódó saját publikációk	34
1.4. Szinkrongép kefenélküli gerjesztőjének táplálása feszültségszabályozón keresztül.....	36
1.4.1. A kefenélküli gerjesztés elve, megvalósítási lehetőségei.....	36
1.4.2. A járulékos veszteségek számítása és összehasonlítása tirisztoros és IGBT-s szaggató esetén	36
1.4.2.1. A járulékos veszteségek közelítő számítása	37
1.4.2.2. A járulékos veszteségek pontos számítása tirisztoros szaggató esetén	42
1.4.3. Kefenélküli forgódíódás gerjesztő optimalizálása ISZM szaggató táplálásánál	48
1.4.3.1. Optimalizálás egy adott szlipre	51
1.4.3.2. Adott tartományra átlagosan optimális S_i érték választása	55

1.4.4. A gerjesztés eredő hatásfokának meghatározása.....	57
Összefoglalás az 1.4. fejezethez: 2. tétel (Kefenélküli gerjesztő)	59
Irodalomjegyzék az 1.4. fejezethez	60
Irodalmi előzmények	60
A 2. tételhez kapcsolódó saját publikációk.....	61
Feszültség inverteres váltakozóáramú hajtások optimális vektor szabályozásai	62
2. Megújuló energiaforrások villamos hajtásainak optimális áramvektor szabályozásai és alkalmazásai	62
2.1. Mezőorientált áramvektor szabályozások	64
2.1.1. Egyenáramú gép	64
2.1.2. Állandómágneses szinuszműködésű szinkrongép	64
2.1.3. Kalickás forgórészű aszinkrongép.....	65
2.1.4. Csúszógyűrűs forgórészű, kétoldról táplált aszinkrongép.....	66
2.2. Hálózatorientált áramvektor szabályozások	67
2.3. Az áramvektor szabályozások megvalósítási lehetőségei	68
2.4. Kétoldról táplált csúszógyűrűs aszinkron szélgenerátor áramvektor szabályozásai ..	70
2.4.1. Általános elméleti leírás	70
2.4.1.1. Vektorábrák, nyomatékképzés	71
2.4.1.2. Állandósult üzemi alapharmonikusokkal	72
2.4.2. A mezőorientált áramvektor szabályozások megvalósítása.....	73
2.4.2.1. Közvetlen nyomaték és fluxus szabályozás	74
2.4.2.2. Mezőorientált áramvektor szabályozás fázisáramokkal	74
2.4.2.3. Mezőorientált szabályozás d-q rotor áram komponensekkel	75
2.4.3. Az állórész fluxus lüktetése.....	75
2.4.3.1. A jelenség fizikai oka	75
2.4.3.2. A jelenség hatásának csökkentésére javasolt módszerek	76
2.4.4. Szimulációs eredmények	76
2.5. A hálózati csatlakozást támogató járulékos szolgáltatások áramvektor szabályozott hálózati áramirányítókkal	78
2.5.1. A járulékos szolgáltatások elvi alapjai	79
2.5.2. A lehetséges szabályozási módszerek	80
2.5.3. A lüktető hatásos teljesítmény hatása.....	81
2.5.4. A kompenzálások alkalmazása gyakorlati esetekre	82
2.5.4.1. Felharmonikus áramok és meddő teljesítmény kompenzálása áramirányító egyenáramú hajtás esetén	83
2.5.4.2. Aszimmetria és meddő teljesítmény kompenzálása	84
2.6. Elektromechanikus energiatárolók alkalmazása a hálózathoz kapcsolódás optimalizálására	86
2.6.1. A lendítőkerekes energiatároló rendszer elméleti összefüggései	87
2.6.2. A lendítőkerekes energiatároló működési határai	88
2.6.3. A lendítőkerekes energiatároló villamos hajtása és szabályozása.....	90
2.6.3.1. Erősáramú kapcsolások	90
2.6.3.2. Szabályozás	91
2.6.4. A lendítőkerekes energiatároló rendszer vizsgálata szimulációval	92
2.6.4.1. Tökéletes kompenzáció	93
2.6.4.2. Δp_G fázisának hatása.....	94
2.6.4.3. Fordulatszám korlátozások periodikusan	94
2.6.4.4. Az összes korlát elérése.....	94

Összefoglalás a 2. fejezethez: 3. tézis (Áramvektor szabályozások)	97
Irodalomjegyzék a 2. fejezethez	98
Irodalmi előzmények	98
A 3. tézishez kapcsolódó saját publikációk	100
3. Hatékony közvetlen szabályozások	103
3.1. A közvetlen szabályozások általánosítása	104
3.1.1. A közvetlen szabályozások általános leírása	105
3.1.2. Az indirekt áram szabályozás általános leírása	107
3.2. Kalickás aszinkrongép közvetlen nyomaték és fluxus szabályozása	109
3.2.1. Az általánosítás adaptálása	109
3.2.2. Az áramkorlátozás megoldása	110
3.3. Állandómágneses szinkrongép közvetlen nyomaték és fluxus szabályozása.....	112
3.3.1. Az általánosítás adaptálása	112
3.3.2. A közvetlen szabályozás korlátja	112
3.4. Kétoldalról táplált csúszógyűrűs aszinkrongép közvetlen nyomaték és fluxus szabályozása.....	114
3.4.1. Az általánosítás adaptálása	114
3.4.2. Nyílt hurkú meddő teljesítmény szabályozás	115
3.5. Hálózatlali áramirányító közvetlen hatásos és meddő teljesítmény szabályozása ..	116
3.5.1. Az általánosítás adaptálása	116
3.5.2. Kétoldalról táplált aszinkron szélgenerátor mindkét áramirányítójának közvetlen szabályozása (alkalmazási példa).....	118
3.5.3. A teljesítmény alapjel követés dinamikája	120
3.5.3.1. A probléma (ANALÍZIS)	120
3.5.3.2. A viselkedés javítása (MEGOLDÁS)	121
3.5.3.3. A feszültségvektor választás hatékonyságának mennyiségi jellemzése (SZINTÉZIS)	121
3.5.3.4. A szektorszám növelésének hatása (ELŐREJELZÉS).....	124
3.5.3.5. A különböző verziók számszerű összevetése (ÖSSZEHASONLÍTÁS)	127
3.5.3.6. A jó dinamikai viselkedéshez szükséges egyenfeszültség	129
3.5.4. A hatásos teljesítmény ellentétes viselkedése különböző előjele esetén.....	131
3.5.4.1. A jelenség	131
3.5.4.2. A jelenség oka	131
3.5.4.3. A jelenség hatásának csökkentése	133
Összefoglalás a 3. fejezethez: 4. tézis (Közvetlen szabályozások)	135
Irodalomjegyzék a 3. fejezethez	136
Irodalmi előzmények	136
A 4. tézishez kapcsolódó saját publikációk	137

Jelölések jegyzéke

Általános elvek

- A nagyszámú angol nyelvű publikációm és az angol nyelv általános elterjedtsége miatt megtartottam az angol nyelvű jelöléseket, megadva a rövidítés angol nyelvű jelentését is. Az ábrák nem rövidítés jellegű megnevezéseit magyarul adom meg.
- Háromfázisú mennyiségek leírására, megjelenítésére nagyrészt Park-vektorokat használok. Jelölésük felülhúzással történik.
- A mennyiségek dimenziója nagyrészt viszonylagos egység (ve, pu: per-unit). A viszonyítás alapja jellemzően a mennyiség névleges értéke. A szokásoknak megfelelően Park-vektoros mennyiségek esetén erre a csúcsérték használandó. Ha fizikai egységek vannak, azok SI rendszerbeliek.
- Általában álló szimbólumokat használok.
- A kis l betű és az 1-es szám megkülönböztetése céljából ahol lehet, írott l betűt (ℓ) használok, ahol nehézkes, ott döntött / betűt.
- Általában a fogyasztói pozitív irányokat használom. Az ettől eltérőt jelölöm.
- A kisbetűk elsősorban pillanatérték jellegű változókat jelölnek.
- A nagybetűk elsősorban amplitúdó jellegű változókat jelölnek.
- A komplex mennyiségek képzetes részének együtthatója: j
- Itt csak az általánosítható jelöléseket szerepeltetem. A speciális mennyiségek, paraméterek jelölését az adott helyen megadom.

Indexek

Jelentés	Index
sztátor, állórész	semmi, s
rotor, forgórész	r, R
hálózat, hálózatoldal (line)	h, L, ℓ , l
gépoldal (machine)	M
egyen	dc
váltakozó	ac
névleges	n, névl
alapharmonikus	1
állórészhez kötött koordinátarendszer	x, y
forgórészhez kötött koordinátarendszer	rx, ry
fázisok	a, b, c R, S, T
forgó koordinátarendszer, d tengely a fluxushoz rögzítve	d, q
forgó koordinátarendszer, p tengely a feszültséghez rögzítve	p, q
indukált	i
pólus	p
lendítőkerék (flywheel)	FW
generátor	G
hengeres (cylindrical)	c
tekercsveszteség, rézveszteség	t, Cu
alapjel	ref
vezérlő (control)	c
indítási (starting)	st
veszteség (loss)	ℓ , l
szélességség	v
főmező	m
középérték (average)	av
maximum	max, m
minimum	min
kezdeti érték	0
gerjesztési (excitation)	ex
szórási	s
ideális	i
optimális	opt
kapcsolási (switching)	k, s
szlip	sl
visszacsatolás	v
becsült érték	b
előző érték	e
effektív érték	eff
teljes	t
reluktancia	r

Jelentés	Index
mágnesező	m
diódás	d
szaggató (chopper)	ch

Blokkvázlat elemek

Jelentés	Jelölés
áramirányító (converter)	C
szabályzó (controller)	C
impulzus szélesség modulátor	ISZM
gép (machine)	M
generátor	G
lendítőkerék (flywheel)	FW
aszinkrongép (induction machine)	IM
szinkrongép (synchronous machine)	SM
szinkron generátor	SG
kétoldalról táplált aszinkron generátor (double-fed induction generator)	DFIG
szinkron	S
szűrő (filter)	F
diódás híd (diode bridge)	DB
gerjesztési (excitation)	E
transzformátor	TR
fordulatszám szabályozó	CW
áram szabályozó	CI
generátor szabályozás	GC
feszültség szabályozó	CU
gépoldali áramirányító (machine side converter)	CM
hálózat oldali áramirányító (line side converter)	CL
generátor oldali áramirányító (generátor side converter)	CG
szinkronizálás	SYNC
szekektor érzékelő	ARC
feszültség inverter (voltage-source inverter)	VSI
villamos gép (electrical machine)	EM

Általános mennyiségek, paraméterek, változók, jelölések

Jelentés	Jelölés
induktivitás	L
kondenzátor	C
ellenállás	R
impedancia	Z
reaktancia	X
tehetetlenségi nyomaték	Θ
hatásos teljesítmény	p
meddő teljesítmény	q
szögsebesség	ω, w
tekercsfluxus	Ψ
nyomaték	m
feszültség	u
áram	i
energia	E
fordulatszám	n
frekvencia	f
felharmonikus rendszám	v
fázisszög	φ
gyújtásszög	α
terhelési szög	δ
kis szögeltérés	δ
fedési szög	δ
kialvási szög	κ
nyomatékszög	ϑ
x tengelytől mért szög	α
rx tengelytől mért szög	α, β
alapharmonikus szög	$x=w_1 t$
lapátszög	β
időállandó	T
idő	t
szlip	s
hatásfok	η
relatív bekapcsolási viszony	γ
valós rész	Re
képzetes rész	Im
konstans	k

Konkrét mennyiségek, paraméterek, változók

Jelentés	Jelölés
állórész tranziens induktivitás, reaktancia	L' X'
rotorköri tranziens induktivitás, reaktancia	L'_r X'_r
főmező induktivitás, reaktancia	L_m X_m
állórész szórási induktivitás	L, L_s
forgórészrész szórási induktivitás	L_{rs}
hosszirányú induktivitás, reaktancia	L_d X_d
keresztirányú induktivitás, reaktancia	L_q X_q
állórész ellenállás	R, R_s
forgórész ellenállás	R_r
gerjesztőköri ellenállás induktivitás	$R_{ex},$ L_{ex}
főmező fluxus	Ψ_m
állórész fluxus	Ψ, Ψ_s
forgórész fluxus	Ψ_r
névleges indítási idő	T_{stn}
rotorköri üresjárási időállandó	T_{r0}
egyenfeszültség	U_{dc}
egyenáram	I_{dc}
gerjesztő áram	I_{ex}
gerjesztő feszültség	U_{ex}

Bevezetés

Az elmúlt évtizedek technológiai fejlődése nagymértékben és több szinten érintette a villamos hajtások területét is: gyorsabb, nagyobb teljesítményű teljesítmény félvezetők, nagyobb számítási teljesítményű, villamos hajtásokhoz optimalizált perifériákkal rendelkező mikroszámítógép egységek, stb. jelentek és jelennek meg. Ez tette lehetővé a sokkal kedvezőbb tulajdonságokkal rendelkező váltakozóáramú szabályozott hajtások nagymértékű térnyerését az egyenáramú hajtásokkal szemben.

A teljesítményelektronikai berendezésen keresztül táplált és mikroszámítógéppel irányított villamos hajtások egyrészt lehetőséget nyújthatnak olyan szabályozási elvek megvalósítására, amelyek más eszközökkel nem voltak lehetségesek. Másrészt a hálózatra csatlakozó, kapcsolóüzemben működő teljesítményelektronikai berendezések nagymértékben szennyeznek a hálózatot (felharmonikusok, meddő teljesítmény igény). Így egy újabb megoldandó feladat is keletkezik: ezek hatásának csökkentése.

A *Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem Villamos Energetika Tanszékén* (és jogelődjein) 1984-óta foglalkozom váltakozóáramú villamos hajtásokkal azon az iskolán alapulva, amit időrendben *Dr. Rácz István*, *Dr. Halász Sándor* és *Dr. Schmidt István* professzorok neve fémjelez. Önállóan folytattam és folytatok elméleti tudományos munkát, laboratóriumi kísérleteket, szimulációs vizsgálatokat, veszek rész K+F munkákban vezetőként is ezen a területen. Vezetésemmel számos diplomatervezés, sikeres TDK munka, egy egyetemi doktori és több PhD. kutatómunka folyt és folyik.

A kutatási munkákból több könyv is született a közreműködésemmel. Számos egyéb publikációban is ismertettem az elért eredményeket. Ez a doktori disszertáció a váltakozóáramú villamos hajtások területén a kandidátusi fokozat megszerzése után végzett kutatásaim és az elért eredmények összefoglalója.

Az általam végzett kutatómunka egységes vonulatának, ívének, koherenciájának jó jellemzője az a tény, hogy gyakorlatilag az összes terület, amivel eddig foglalkoztam és amiről publikáltam a kandidátusi cím megszerzése óta (de ide érthetjük a kandidátusi értekezésem témáját is) egy csokorba fogható: a jelen disszertáció címe alá: a „Váltakozóáramú villamos hajtások hálózatsatlakozási tulajdonságainak optimalizálása”. Annak ellenére is igaz ez a megállapítás, hogy a disszertációm témakörei szerteágazóak, de mégis egy egységet képeznek, átlapolva, egymásra hatva és lefedve a váltakozóáramú hajtások számos területét (I. táblázat).

A kitűzött kutatási feladatok, helyük a szakterületen, motivációk

A kitűzött kutatási feladatot röviden az értekezés címe fogalmazza meg: *Váltakozóáramú villamos hajtások hálózatsatlakozási tulajdonságainak optimalizálása*. A vizsgált területek, szintek, feladatok a következők:

A szabályozott váltakozóáramú hajtások két nagy csoportba sorolhatók: a feszültség szabályozott és a frekvenciaváltós hajtások. Az általam vizsgált hajtások is ebbe a két kategóriába esnek, a disszertáció is ez alapján két fő részre tagozódik: *Hálózatra csatlakozás feszültség szabályozón keresztül* (1. fejezet); *Feszültség inverteres váltakozóáramú hajtások optimális vektor szabályozásai* (2. és 3. fejezet). A tézisek is ehhez a két kategóriához kapcsolódnak: sorrendben az első kettő és a második kettő.

I. táblázat. A vizsgált tématerületek és összefüggéseik.
X: vizsgált; (X): megemlített

Téma		1. AC szaggató			2. Gerj.		3. Áramvekt. szab.				4. Közvetlen		
		Szaggató vezérlése	Aszim. és harm. komp.	Energiatakarékos szabályozás	Járulékos veszteségek	Optimális kihasználás	Általános leírás	Kétoldaltól táplált generátor	Járulékos szolgáltatások	Lendítőkerék	Általánosítás és alkalmazás	Dinamika	p _r előjelétől függő viselkedés
Negyedek	4/4						X	X			X	X	X
	2/4							X	X	X			
	1/4				X	X							
Vizsgálati módszer	Elmélet	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
	Szimuláció	X	X	X	X			X	X	X		X	X
	Mérés	X	X	X							X		
Cél	Optimum elérése	Működés optimalizálás	X					X	X	X		X	X
		Optimális kihasználás				X							
		Optimális nyomatékképzés					X	X		X	X		
	Energ. megtak.	Járulékos veszteségek csökkentése		X	X	X							
		Energiatakarékos szabályozás			X								
	Energia-minőség	Teljesítmény lüktetés kompenzálása								X			
		Harmonikusok és aszimmetria komp.		X					X				
		Meddőigény csökkentés, kompenzálás	X		X				X				
Félvezető	Tranzisztor	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
	Tirisztor	X		(X)	X								
	Dióda				X	X							
Üzem-állapot	Motoros	X					X	X		X	X	X	X
	Generátoros						X	X		X	X	X	X
Motor	Aszinkron	Kalickás		X			X		X	X	X		
		Csúszógyűrűs vagy tekercselt forgórész			X	X	X	X	X	(X)	X		
	Szinkron	Gerjesztett			X	X							
		Állandó mágneses					X		X	(X)	X		
Telj. elektr.	Szaggató	X	X	X	X	X							
	Frekvencia váltó ISZM fesz. inverter			X			X	X	X	X	X	X	X

A feszültség inverteres frekvenciaváltós hajtásokat számos területen használják különböző kiépítésben. Vizsgálataim nagy része a szimmetrikus felépítésű változatra vonatkozik, ahol a hálózatoldali áramirányító is aktív, feszültség inverter felépítésű, így kétirányú energiaáramlás megvalósítására képes. A szimmetria nemcsak a felépítésre, hanem az alkalmazott irányítási elvekre is vonatkozik: megfelelő módosításokkal az összes irányítási elv alkalmazható a hálózatoldali és a motoroldali áramirányítónál is. A szimmetria eggyel magasabb szintje az, hogy ezek az elvek bármely többnegyedes hajtásnál alkalmazhatók: akár szervó hajtásokban, akár modern változó fordulatszámú szélgenerátor hajtásoknál, akár lendítőkerekes hajtásoknál, hogy csak a vizsgált esetekre szorítkozzunk.

Bár a frekvenciaváltós hajtások jóval elterjedtebbek, vannak területek, ahol a feszültség szabályozás is elegendő és ráadásul kedvezőbb tulajdonságok és viselkedés érhető el vele, mint frekvenciaváltó alkalmazásával. A disszertáció és a kutatások egyik célja éppen ennek bizonyítása, a feszültségszabályozás létjogosultságának hangsúlyozása. **Az erre vonatkozó tézisek (1. és 2.) egyértelműen hiánypótló új tudományos eredményeket tartalmaznak.**

A hálózatra csatlakozás optimalizálásának több szintje értelmezhető, **kutatásaim motivációját ezek adták, vizsgálataim ezekre terjedtek ki, téziseim ezekhez kapcsolódnak.**

1. szint:

A kapcsolóüzemben működő teljesítményelektronikai berendezések (ide értve a tirisztoros kapcsolásokat is) hálózatra gyakorolt hatása számos problémát okozhat: meddő teljesítmény igény, felharmonikusok, elektromágneses kompatibilitás (EMC). A problémák mértéke és fajtája erősen függ a hálózatra kapcsolódó áramirányítónál alkalmazott beavatkozás módjától (gyújtás késleltetés, impulzusszélesség moduláció ISZM). A beavatkozás fajtáját az alkalmazott félvezető és annak tulajdonságai befolyásolják. **A vizsgálataimban elsősorban tranzisztoros (IGBT-s) teljesítményelektronikai berendezéseket vizsgáltam, a tirisztoros változatok csak összehasonlításokban szerepelnek, kimutatva a tranzisztoros változatok sokkal előnyösebb tulajdonságait. Kikapcsolható félvezetőelemeket alkalmazva a beavatkozás módja a gyújtásvezérlésnél több szempontból sokkal optimálisabb ISZM vezérlés lehet (1. és 2. tézis). A javasolt új, az eddigieknél jobb vezérlési elv jelentősen javítja a berendezés működését (1. tézis).**

2. szint:

Kihasználva a modern mikroszámítógépes irányítások nyújtotta lehetőségeket, a hálózatra hatás javítása nemcsak a beavatkozás módjának optimalizálásán keresztül érhető el, hanem a hálózatra kapcsolódó áramirányító optimális vezérlésével, szabályozásával. **Modern szabályozási, vezérlési elveket fejleszthetünk ki és valósíthatunk meg, amelyekkel az áramirányító működése és működésének hatása optimalizálható (3. és 4. tézis). Ráadásul az áramirányítók megfelelő vezérlésével járulékos, eddig ki nem használt kompenzációs feladatok is elvégezhetők (1. és 3. tézis)**

3. szint:

Ugyancsak kihasználva a modern mikroszámítógépes irányítások nyújtotta lehetőségeket, a hálózatra hatás javítása nemcsak a hálózati áramirányító hatásának optimalizálásán keresztül érhető el, hanem a teljesítményelektronika másik oldalán lévő motor (terhelés) működésének optimalizálásával is. **Modern, új szabályozási elveket fejleszthetünk ki és valósíthatunk meg:**

- Egyik ilyen lehetőség az energiatakarékos szabályozások területe, amelyek minimalizálják a hálózatból felvett energiát, csökkentik a járulékos veszteségeket.

Célszerű megvizsgálni a lehetséges teljesítményelektronikai kapcsolások alkalmazhatóságát és tulajdonságait az energiatakarékosság szempontjából (1. tézis), ami eddig nem történt meg.

- Ennek egy másik vetülete a beépített berendezések optimális kihasználása is. A bemutatott, új megközelítést alkalmazó optimális kihasználást a tervezés során is figyelembe kell venni (2. tézis), vele a műszaki optimum mellett gazdaságossági optimum is elérhető.
- A másik lehetőség a váltakozóáramú gép optimális nyomatékképzésének biztosítása, amellyel adott nyomaték az optimumnak megfelelő áram felvételével fejthető ki. **Ide tartozik az összes vizsgált és továbbfejlesztett optimális vektor szabályozás (3. és 4. tézis).** Az eddig nem ismert új jelenségek felderítése, vizsgálata hatékony eszközöket szolgáltat a tervezés és a működés optimalizálásához.

Rendszer szint:

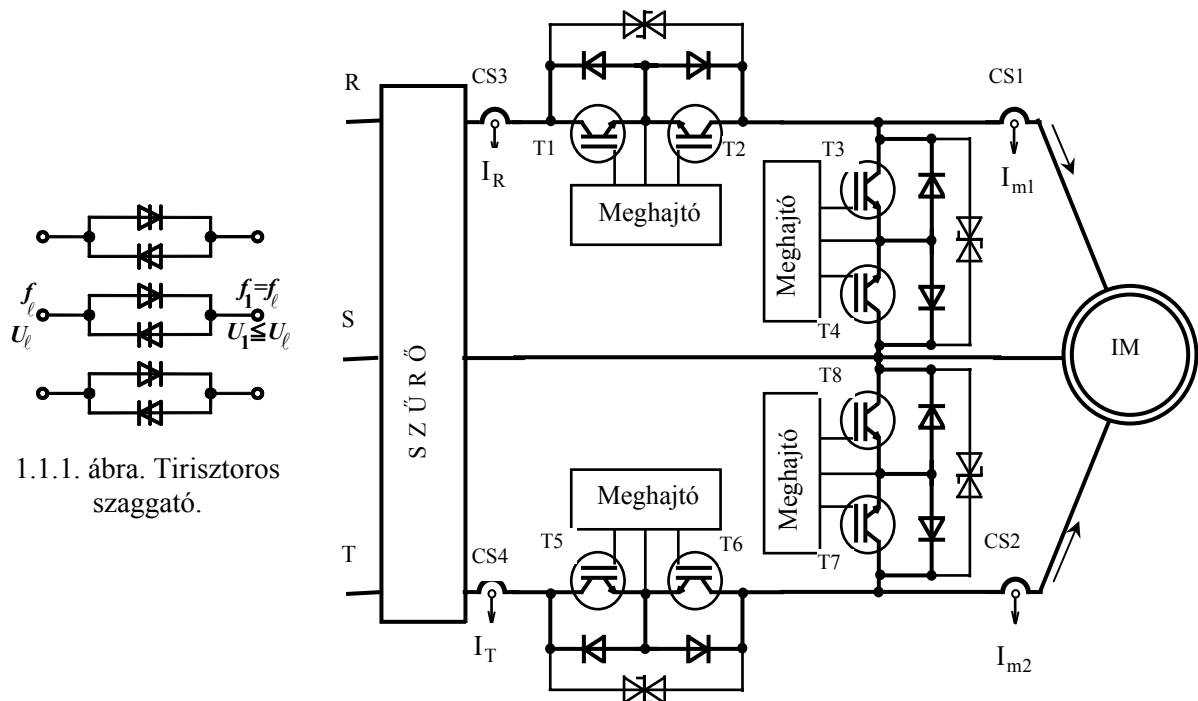
Vannak rendszerszintű vetületei is a hálózatra csatlakozás optimalizálásának. Ezek nagy részét a szélenergia hasznosításának jelentős előretörése indukálta, ahol a hálózatra csatlakozás optimalizálása alapkövetelmény a fent tárgyalt mindhárom szinten. **Ezért is dedikáltam a 3. tézist kifejezetten erre a területre, és ezért mutattam be több alkalmazási példát is ezen a területen (4. tézis):**

- Ennek egyik eleme a régóta ismert kétoldalról táplált aszinkrongép alkalmazásának reneszánsza. Természetesen az alkalmazott **teljesítményelektronika átalakult, modernebb lett**, ami a fentebb elmondottak szerint jelentős hatással van a hálózatra csatlakozás optimalizálásának első szintjére. **A megalkotott általános elméleti leírás megalapozza a vizsgálatokat. Az alkalmazott és továbbfejlesztett modern irányítási elvek optimális hálózatcsatlakozást tesznek lehetővé, optimalizálás érhető el a második és a harmadik szinten is. (3. és 4. tézis)**
- Egy másik fontos terület a szolgáltatott energia minőségének és a rendelkezésre állás mértékének javítása energiatárolók alkalmazásával. Az általam kutatott területre ezekből a lendítőkerék illik bele. Számos kedvező tulajdonsága miatt előszeretettel alkalmazzák. Hajtása egy 2/4-es hajtás, amiben **ugyanazok az elvek használhatók a gépközi irányításokra, mint az egyéb hajtásoknál.** A rendszerirányítás pedig rendszerszintű optimumot biztosíthat több szempontból is. Elsősorban a korlátok és a tartalékok megfelelő kezelésére tettem új javaslatokat. Rendszerszinten gondolkozva a teljesítményelektronika felépítése, topológiája is optimalizálható. (3. tézis)

1. Hálózatra csatlakozás feszültség szabályozón keresztül

Bár a frekvenciaváltók alkalmazása egyeduralkodó a szabályozott-vezérelt váltakozóáramú villamos hajtásoknál, számos esetben szükséges lehet csak a feszültség nagyságának változtatására: pl. aszinkronmotorok lágy indítása, energiatakarékos szabályozása, szinkrongép kefenélküli gerjesztőjének változó feszültségű táplálása. De nemcsak a hajtásos-gépes alkalmazásokat lehet megemlíteni, hanem bármely olyan esetet is, amikor vezérelhető-szabályozható váltakozó feszültségre van szükség (pl. váltakozóáramú változtatható feszültségű, torzítás mentes tápforrás). A fogyasztóra jutó feszültség nagyságát és minőségét frekvenciaváltóval is változtatni tudjuk, de a szaggató egyszerűbb, olcsóbb lehet és vannak esetek, amikor jobb tulajdonságokkal rendelkezik a frekvenciaváltóknál.

A váltakozóáramú szaggató hagyományos kapcsolása tirisztorokból épül fel (1.1.1. ábra), [1-1]. Ebből következik vezérlési elve (50Hz-es gyújtásvezérlés) és (hátrányos) tulajdonságai: nagy felharmonikus tartalom, nagy meddőigény és mint majd látni fogjuk, korlátozott beavatkozási lehetőségei.



1.1.2a ábra. IGBT-s szaggató.

A váltakozóáramú szaggató modern megoldásai kikapcsolható félvezetőt tartalmaznak. Az 1.1.2a ábrán az IGBT-kből felépített kapcsolás egyik lehetséges, általam is javasolt és vizsgált változata látható (aszinkronmotort táplálva). A vezérlési elve impulzus szélesség moduláció (ISZM), amelynek kapcsolási frekvenciája viszonylag nagy (10kHz-es nagyságrendű) lehet. Az összes előnye ebből következik: kis felharmonikus tartalom, ezért kisebb járulékos veszteség a motorban; zérus járulékos meddő igény.

Kifejlesztettem és megvalósítottam egy az 1.1.2a ábrának megfelelő IGBT-s ISZM vezérlésű szaggatót DSP-n alapuló irányítóegységgel (1.1.2b ábra). A közölt méréseket ezen végeztem.



1.1.2b ábra. DSP irányítású IGBT-s váltakozóáramú szaggató.

1.1. Az impulzusszélesség modulált váltakozóáramú szaggató vezérlése

[1-S1], [1-S2], [1-S3], [1-S5], [1-S6], [1-S8]

Új, a teljes tartományban működő vezérlési elvet dolgoztam ki és valósítottam meg az IGBT-s ISZM vezérlésű váltakozóáramú szaggató kapcsolóelemeinek vezérlésére. Ennek kiegészítéseként megoldást adtam a szaggatóról táplált aszinkronmotoros hajtás túláram védelme és kikapcsolása során fellépő nagy áramok problémájára. A megoldások működését a megvalósított berendezésen mérésekkel bizonyítottam.

A két áramirányra képes kapcsolókat az 1.1.2a ábra alapján szembe kapcsolt IGBT-kkel és velük ellenpárhuzamosan kapcsolt diódákkal lehet megvalósítani. Az 1.1.2a ábrán látható kapcsolás a három fázisra nézve nem szimmetrikus, hanem két szimmetrikus (egyfázisú) félből tevődik össze. Belátható, hogy ezzel a változattal is megoldható a szimmetrikus ISZM vezérlés kevesebb kapcsolóval. A vezérlési elv alapjai a következők:

- A két fél egyidejűleg és azonosan vezérelendő.
- A soros és párhuzamos kapcsolók ellenütemben vezérelendők.
- A soros kapcsolók bekapcsolása esetén a fogyasztóra (motorra) a teljes hálózati feszültség jut.
- A párhuzamos kapcsolók bekapcsolásakor pedig arra nulla feszültség jut.

A vezérlés megvalósításánál két dologra kell ügyelni [1-6]:

- Nem szabad a táplálás fázisait rövidre zárni.
- Az induktív fogyasztó (motor) áramát nem szabad megszakítani.

A szaggató működéséből következik, hogy a fogyasztó (motor) fázisárama is tartalmaz felharmonikusokat, lüktet, alapharmonikusának nullátmenete környékén pillanatértéke többször is előjelet válthat. A fenti követelményeknek megfelelő vezérléshez feltétlenül szükség van a fázisáramok érzékelésére. [1-2]-ben ezt fel nem ismerve a fázisfeszültségek

értékei szerint engedélyezték a tranzistorok ki- és bekapcsolását, ami egy az alapharmonikus fázisszögtől (φ_1) függő tartományban nem tette lehetővé a szaggató üzemet. [1-7] szerinti megoldásban ugyan érzékelték a fázisáramokat, de a működést úgy egyszerűsítették, hogy amennyiben az aktuális fázisáram egy nulla körüli kis sávon belülre jutott, akkor mindkét soros tranzisztort bekapcsolták a párhuzamosakat pedig kikapcsolták, az áram alapharmonikusának előjel váltása ebben az állapotban ment végbe és a szaggatás akkor indult meg újra, amikor az áram aktuális értéke az ellenkező előjelű oldalon kilépett a sávból. Ez a vezérlési mód különösen alacsonyabb szaggatási frekvenciák esetén torzítja az áram- és feszültségalakot és az ideálisnál rosszabb működést biztosít (nagyobb felharmonikus tartalom alacsonyabb rendszámú felharmonikusokkal).

Az általam javasolt és megvalósított módszer a fogyasztó (motor) vezérelt fázisaiban folyó áramok (I_{m1} , I_{m2}) előjelének pontos és gyors érzékelésén alapul [1-S5], lehetővé téve a szaggató üzemet és így az áram nulla átmenetét mindkét áramirányban és bármely kapcsoló vezetése esetén.

1.1.1. A fogyasztó áramirányának érzékelése

Az általam kidolgozott és megvalósított hatékony, gyors, pontos áramirány érzékelési módszer a következő:

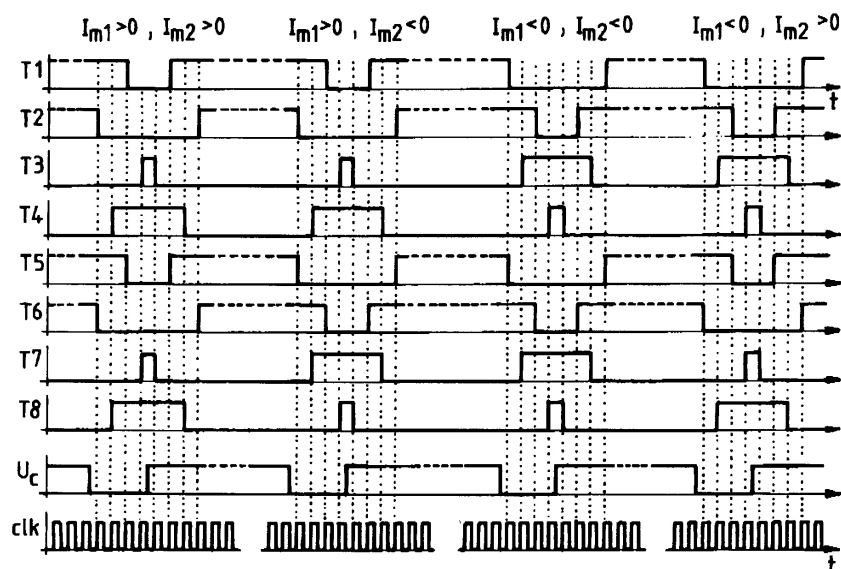
A vezérelt motor fázisokba ellenpárhuzamos diódák lettek beiktatva, azok vezető irányú feszültségesése szolgáltatja az információt az áram előjeléről. Ez az érzékelő áramkör további elemeivel együtt kb. 10mA felett teszi lehetővé az áram előjelének érzékelését, 0,5 μ s-nál rövidebb idő alatt (ezek sokkal jobb paraméterek, mint amit a szabályozási célra beépített hall-elemes áramváltókkal el lehet érni). A javasolt Shottky diódák alkalmazása mérsékli az áramérzékelés miatt jelentkező többletvesztéseket. A 10mA alatti áramoknál félperiódusonként egyszer bekövetkező téves árammegszakítások csupán jelentéktelen alaktorzulást eredményeznek a motorra jutó feszültségben és a fázisáramokban. A 10mA alatti induktív áram megszakítása miatt fellépő feszültség csúcsokat fémoxid varisztorok korlátozzák (1.1.2a ábra).

1.1.2. A kapcsolók áramirány függő vezérlése

Kapcsoló alatt a két IGBT-ből és velük ellenpárhuzamosan kapcsolt diódákból felépített két áramirányú félvezetős kapcsolót értem. A kapcsolók vezérlése az aktuális áramiránytól függ. Az alkalmazott elvek és lépések a következők:

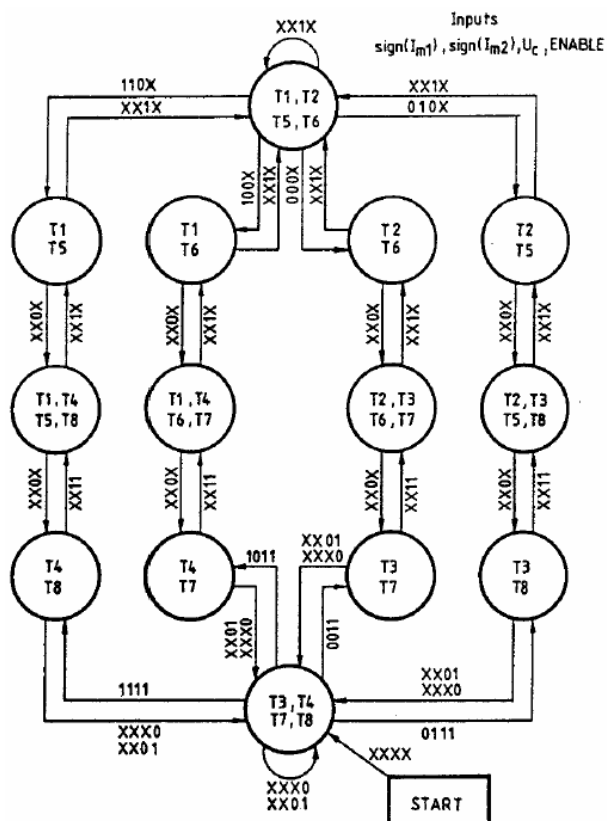
- Ahhoz, hogy a fogyasztó árama bármikor, a kapcsolási perióduson belül is előjelet válthasson, a kapcsoló bekapcsolt állapotánál mindkét tranzisztort be kell kapcsolni.
- Átkapcsoláskor a kikapcsolandó kapcsoló aktuális áramirányhoz felesleges tranzisztora kikapcsolható.
- Utána a bekapcsolandó kapcsoló aktuális áramirányt vivő tranzisztort kell bekapcsolni.
- Ezután a kikapcsolandó kapcsoló vezető tranzisztora is kikapcsolható (az előzőleg bekapcsolt tranzisztor átveszi az áramát).
- Utolsó lépésként a bekapcsolandó kapcsoló ellenkező irányban vezető tranzisztort is be kell kapcsolni.

A vezérlés időbeli folyamata az 1.1.3. ábrán látható a lehetséges négy féle áramirány esetre. Az átkapcsolást az U_c vezérlő jel indítja (ISZM vezérlő jel: $U_c=1$ soros be; $U_c=0$ párhuzamos be) és a clk 1MHz-es órajel időzíti.



1.1.3. ábra. Átkapcsolások a motoráramok előjelétől függően.

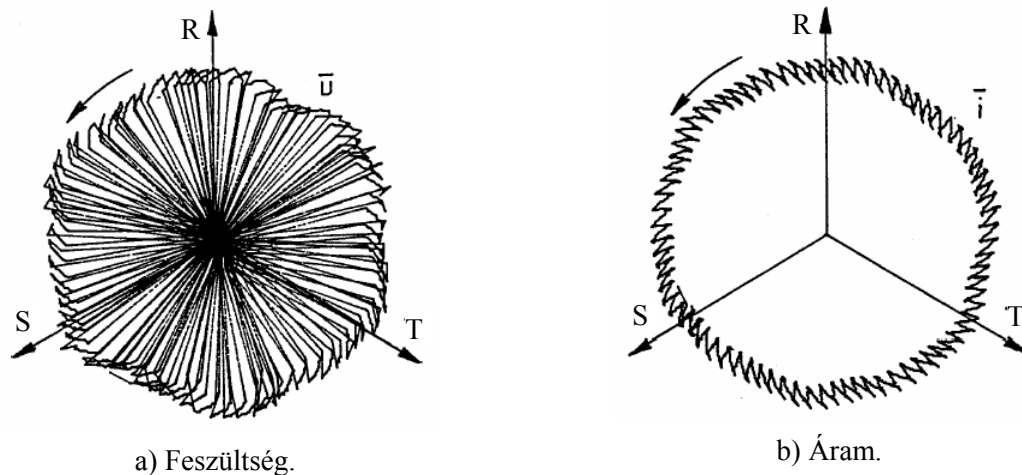
A vezérlés folyamatábráját az 1.1.4. ábra mutatja. A vezérlő bemenetek a következők: I_{m1} és I_{m2} előjele, U_c és ENABLE (engedélyezés). A jelfolyam ábrán feltüntettem a ténylegesen vezető tranzisztorokat és a négy vezérlő bemenet aktuális értékeit (az X érték az adott helyen közömbös értéket jelöl). Bármelyik fázisáram előjele is változik meg, a vezérlés átkerül a folyamatra egy másik ágára, amelyik azután meghatározza a tranzisztorok új kapcsolási sorrendjét. Ha nincs változás (csak U_c változik), a vezérlés a folyamatra azonos ágán jár oda-vissza a soros és a párhuzamos kapcsolási állapotok között.



1.1.4. ábra. A kapcsolók vezérlésének folyamatábrája.
(X: mindegy; 1: pozitív, aktív; 0: negatív, inaktív)

Mivel a bemenő jelek és a rendszer állapota egyértelműen meghatározza a következő állapotot, a vezérlés legegyszerűbben egy szinkron sorrendi hálózattal valósítható meg. Áramkörileg ezt egy visszacsatolt memóriával oldottam meg [1-S5].

A hajtás teljes kivitelezése megtörtént. Főbb ismérvei: $U_n=380V$; $I_n=12A$; $f_{kmax}=6kHz$ (maximális kapcsolási frekvencia); irányító egysége egy DSP (TMS32010) alapú mikroszámítógép. Működésének bemutatására az 1.1.5. ábrán látható a feszültség és az áram Park-vektor pályája 50%-os kivezérlésre (a relatív bekapcsolási viszony $\gamma=50\%$), $f_k=4kHz$.



1.1.5. ábra. Park-vektorok 50%-os kivezérlésre.

1.1.3. A tranzisztorok túláram védelme motoros terhelés esetén

[1-S2], [1-S8]

Az IGBT-k túláram védelme nem lehet egyedi, nehogy megszakítsa valamelyik fázis induktív motor áramát. Egyszerű optocsatolóval leválasztott meghajtó áramkörök lettek használva, amelyek nem rendelkeznek közvetlen túláram védelemmel. Az ENABLE jelen keresztül hatva a CS3 és CS4 áramérzékelők jeleit felhasználva a túláram jel maximum 3 lépés után (1.1.4. ábra) kikapcsolja a soros kapcsolókat (pár μs) ami elegendően rövid idő ahhoz, hogy az IGBT-k elviseljék a túláramot.

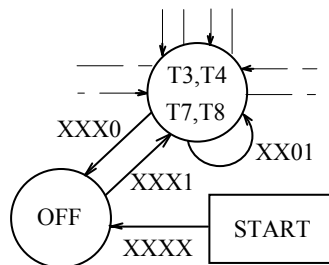
A probléma akkor van, ha a fogyasztó egy aszinkronmotor és a túláram oka sokáig fennáll. Ilyenkor a rendszer hosszú ideig az 1.1.4. ábra alsó körében meghatározott állapotban marad, ami a párhuzamos kapcsolók bekapcsolását jelenti. Azok rövidre zárnak egy forgó felmágnesezett villamos gépet. Ilyenkor szintén túláram léphet fel, hiszen a motorban tárolt mágneses energia egy része a kis értékű állórész ellenálláson emésztődik fel. A motor alapharmonikus kapocsfeszültségének ugrásszerű megváltozása nagy állórész áramot indít a kis állórész reaktancián. Ráadásul ez a jelenség üzemszerű kikapcsoláskor is fellép.

A folyamat vizsgálatára szimulációkat végeztem (motoradatok: 1.3.II. táblázat). Egy $w_{sl}=2\%$ szlip-frekvenciás állandósult üzem esetén bekövetkező tartós motor kapocs-rövidzár esetén 5pu (ötszörös névleges) túláram lépett fel. Az így működő túláram védelem (vagy kikapcsolás) nem hatékony, változtatni kell a stratégián:

A motor nem maradhat hosszú ideig rövidrezárt állapotban. Ugyanakkor az induktív motoráram nem szakítható meg, az nagy túlfeszültséget okozna. Ez adta az ötletet, hogy a motor kapcsaira kötött túlfeszültség levezetőt használjak ennek megakadályozására és a mágneses energia egy részének hővé alakítására (ezek nem azonosak az 1.1.2a ábrán szereplő, a kapcsolókkal párhuzamosan kötött kis energiát elfogyasztani képes túlfeszültség

levezetőkkel, azok a kapcsolási túlfeszültségek megfogására alkalmasak). A szükséges módosítások a következők:

- Erősáramú kör: a motor kapcsain a fázisok közé (mindhárom vonalra) megfelelően méretezett túlfeszültség levezetőt kell elhelyezni. A méretezés egyik paramétere a megfogási feszültség szint. Ha ez kisebb, mint a motor üzemi feszültsége, akkor vezérelten kell tudni beiktatni a megkívánt időpontban (egy-egy soros félvezetős kapcsoló vezérlésével). Ez túlzottan elbonyolítaná a vezérlést, gyors kapcsolók kellenének, a megfelelően gyors működtetéshez hardverből kellene azokat vezérelni. E nehézségek miatt a méretezés során az üzemi feszültségnél nagyobb megfogási feszültség szint választására törekedtem.
- A kapcsolók vezérlése: meg kell változtatni az ENABLE jel tiltása és fennmaradása esetén a kapcsolási folyamatot: ki kell kapcsolni a párhuzamos kapcsolókat. Ez nem igényel hardvermódosítást, csupán a szinkron sorrendi hálózatot megvalósító memória tartalmát kell átírni. A szükséges módosítást az 1.1.6. ábra mutatja.



1.1.6. ábra. A kapcsolók vezérlésének módosítása.

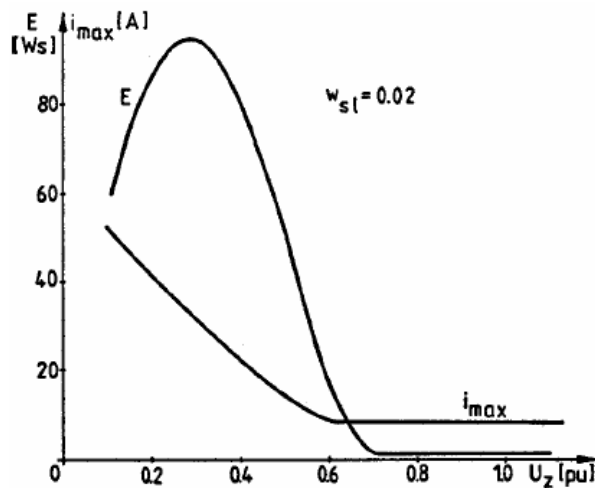
1.1.3.1. A méretezés elméleti háttere

A túlfeszültség levezetőket méretezni kell a megfogási feszültségre és a disszipált energiára, amelyek összefüggnek egymással.

A megfogási feszültség megválasztását két mennyiség befolyásolja: a védelem működésekor fellépő áramcsúcs nagysága (i_{\max}) és a túlfeszültség levezetőn disszipálendő energia (E). Mindkettőt a megengedhető értékre kell lehozni. Értékeik a terheléstől is függenek.

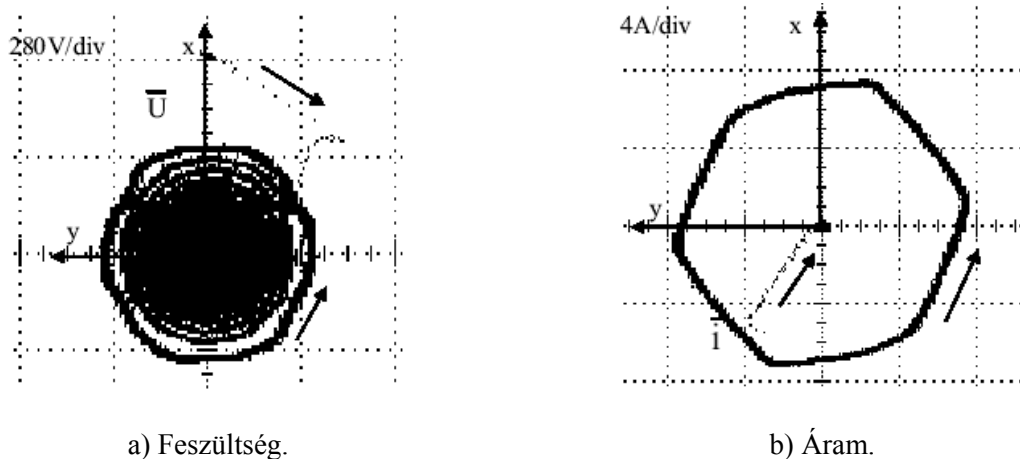
Szimulációs vizsgálatokkal meghatároztam összefüggéseiket. Az 1.1.7. ábrán adott terhelésre ($w_{sl}=0,02$) E és i_{\max} látható a megfogási feszültség (U_z) függvényében. Mivel a túlfeszültség levezetők a fázisok közé kapcsolódnak, a megfogási feszültség viszonylagos értékei a névleges vonali értékre lettek viszonyítva. U_z növelésével az eldisszipált energiában maximum mutatkozik, ami egyszerű fizikai megfontolással magyarázható: a működési idő csökken, a disszipációs teljesítmény növekszik, ezek az energiára ellentétesen hatnak [1-S8]. Célszerű U_z -t a maximumon túlra, 0,4pu fölé állítani. U_z növelésével i_{\max} csökken, ami érthető is, hiszen ilyenkor az állórész reaktanciára jutó feszültségkülönbség csökken. Egy adott U_z szint felett (kb.0,6pu az adott terhelésre) i_{\max} nem változik, ekkor túláram nem keletkezik, U_z elégségesen nagy ahhoz, hogy az áramot gyorsan és túláram nélkül lecsökkentse.

Mindkét ábrázolt mennyiség a terhelés növelésével kissé csökken, ami részben az ekkor kialakuló kisebb fluxus-szinttel magyarázható (nagyobb feszültségesés az állórész ellenálláson) [1-S8].

1.1.7. ábra. Az U_z feszültség értékének hatása.

Az 1.1.7. ábra alapján egyértelmű, hogy U_z növelése mindkét mennyiséget a megkívánt irányba módosítja (csökkenti). U_z növelésének a félvezetők megengedhető feszültség igénybevétele szab korlátot. Ezek alapján egy $U_{\text{eff}}=430\text{V}$ névleges feszültségű túlfeszültség levezetőt választottam ($U_z \approx 1,13\text{pu}$), amely a névleges feszültségen nem szólal meg, de megfogási feszültsége alatta van a félvezetők megengedhető feszültség igénybevételének. Ez utóbbinál azt is figyelembe kell venni, hogy a megfogási feszültség az áram növekedésével nő [1-S8] (a mért ábrákon 800V fölé is növekszik).

A megvalósított berendezésen méréseket végeztem. Az eddig vizsgált munkapontban felvételt készítettem a kikapcsoláskor kialakuló motor feszültségről és áramról (1.1.8. ábra). A korlátozás a vonali irányokra merőleges egyenesek mentén várható. A felvételen a korlátozott vonali feszültség maximuma több mint 800V. Az áram gyorsan megszűnik a nagy U_z miatt és nincs túláram. A gyors működés miatt a korlátozás hatszögéből is csak egy oldal látszik a feszültségvektor pályáján.



1.1.8. ábra. A mért Park-vektorok.

A két ábra ugyanabban a munkapontban, de nem egyidőben készült. A hálózati feszültség jelentős -5-ös és 7-es rendszámú felharmonikusokat tartalmazott.

1.2. Az ideálistól eltérő tápláló feszültség kompenzálása

[1-S3], [1-S9], [1-S10], [1-S11]

Több módszert dolgoztam ki és valósítottam meg a hálózati feszültségben lévő aszimmetria és felharmonikusok kompenzálására. Kimutattam, hogy az IGBT-s váltakozóáramú szaggató erre a célra is sokkal jobban használható, mint a hagyományos tirisztoros változat (felharmonikus szűrésre csak ez használható). A módszerek kifejlesztése több lépésben történt, egymásra épülve, fokozatosan javítva tulajdonságait, kiterjesztve hatásukat és végül kidolgozva a legkedvezőbb megoldást. Kimutattam, hogy a v rendszámú kompenzált felharmonikusokból (ide értve az aszimmetria esetén megjelenő negatív sorrendű összetevőt is $v=-1$ -es rendszámmal) főként $-v+2$ rendszámú felharmonikus lesz. A kompenzáciási elvek működését a megvalósított berendezésen mérésekkel bizonyítottam.

1.2.1. Az ideálistól eltérő tápláló feszültség hatása

Az ideálistól való eltérést a feszültség felharmonikusok és a feszültség aszimmetriája okozza. A felharmonikusok keletkezése és hatása jól ismert, itt elsősorban az aszimmetriával foglalkozom. Az általánosítás érdekében az aszimmetria által okozott (az aszimmetriát leíró) negatív sorrendű összetevő is felharmonikusnak tekinthető $v=-1$ -es rendszámmal.

A háromfázisú feszültségrendszer aszimmetriáját kiváltó okok az energiatermelés és elosztás rendszerének bármelyik részében előfordulhatnak, pl. aszimmetrikus transzformátor tekercsek, aszimmetrikus soros impedanciák, jelentős egyfázisú vagy aszimmetrikus háromfázisú terhelések formájában. A fogyasztók közül az aszinkronmotorok rendkívül érzékenyek a feszültség aszimmetriára. Hagyományosan e gépek aszimmetrikus táplálása a szimmetrikus összetevők módszerével tárgyalható. A zérussorrendű összetevőket eleve kihagyhatjuk a vizsgálatból, mivel az aszinkronmotorok állórész tekercselése vagy deltakapcsolású, vagy földelőtlen csillag-kapcsolású. Már kis mértékű feszültség aszimmetria esetén is a negatív sorrendű áramok meglepően nagy értékűek lehetnek, ugyanis a velük szembeni impedancia nagyon kicsiny elsősorban a helyettesítő vázlatban szereplő $R_2'/(2-s)$ tag miatt. A negatív sorrendű áramok:

- jelentős többletvesztést okoznak már néhány százalékos aszimmetria esetén is,
- a teljes motoros fordulatszám tartományban csökkentik a tengelyről levehető nyomatékot (beleértve az indítónyomatékot is),
- az állórész áramok eltérő nagysága miatt helyi túlmelegedéseket és telítéseket eredményezhetnek,
- jelentősen megnövelhetik a gép rezgés és zaj szintjét.

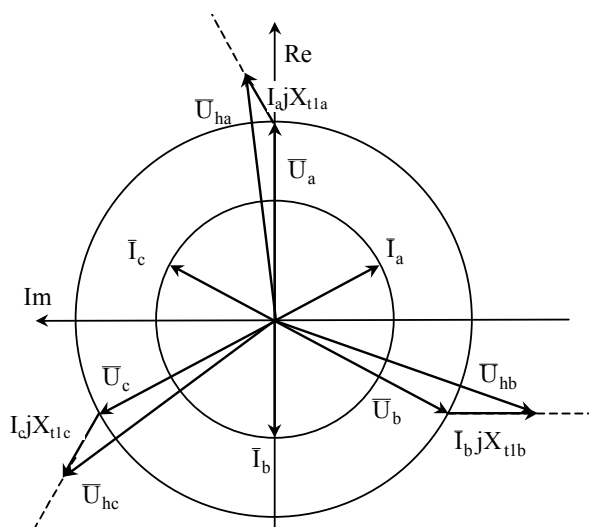
Ha az aszimmetria okát nem áll módunkban megszüntetni, akkor a motorból kivehető teljesítményt le kell értékelni (vagy fordítva, adott mechanikai teljesítményhez túlméretezett motort kell alkalmazni). Az aszimmetria mérőszámát először az Észak Amerikai szabvány definiálta (NEMA MG1-14 Motors and Generators): az aszimmetria százalékos értéke vonali mennyiségekre egyenlő a közepes (átlagos) értéktől való legnagyobb skalár eltérésnek és a közepes értéknek a viszonyával. 5% aszimmetria felett a motor működése nem javasolt az adott hálózatról. Ezt támasztja alá a [1-S9], [1-S10] publikációkban közölt levezetett összefüggés, amely szerint 5%-os negatív sorrendű feszültség $\Delta P_t^* \approx 40-60\%$ -os többlet tekercsvesztést is eredményezhet a névleges üzemi veszteségre vonatkoztatva.

5% aszimmetria felett, vagy ha az aszimmetria nagysága változó és az oka nem szüntethető meg, akkor célszerű járulékos berendezéssel kompenzálni az aszimmetriát. Több fogyasztót ellátó, nagyobb teljesítményű hálózat esetén a kisebb típus teljesítményű soros

kompenzáció javasolható [1-8]. Ez nem témája az értekezésnek. Egy motor esetén, különösen ha annak lágy indítását és túláram védelmét is biztosítani kell, célszerű lehet olyan feszültségszabályozó közbeiktatása, amelyiken a fogyasztó teljes teljesítménye áthalad. A feszültség szabályozásával lehetővé válhat az aszimmetria kompenzálása is (párhuzamos kompenzálás). Ezzel a módszerrel csak csökkenteni lehet a feszültséget. Ha a fogyasztó táplálásához szükség van a hálózat névleges feszültségére, transzformátor beiktatása is szükséges a berendezés és a hálózat közé. A transzformátor szükséges típusjelzőjének csökkentése érdekében auto-transzformátor alkalmazása javasolt.

1.2.2. Lehetőségek tirisztoros feszültség szabályozóval

A félvezetős feszültségszabályozó ma már klasszikusnak tekinthető megoldása az ellenpárhuzamos tirisztor párokból felépített váltakozóáramú szaggató kapcsolás (1.1.1. ábra). Ekkor az aszimmetria kompenzálásához elengedhetetlen a három fázis egymástól független gyújtásvezérlése [1-3]. A kapcsolás egyik közismert hátránya, hogy jelentős amplitúdójú, alacsony rendszámú felharmonikusok lépnek fel, és a szabályozás viszonylag bonyolult. Ezzel felharmonikusokat kompenzálni nem lehetséges. Kevésbé ismeretes azonban, hogy az aszimmetria kompenzálására a szabályozás korlátozott lehetőségekkel rendelkezik. Az 1.2.1. ábrán szemléltetjük azt, hogyan lehetséges egy aszimmetrikus feszültségrendszer kompenzációja. A feladatot akkor lehet könnyen és viszonylag általánosan megoldani, ha abból indulunk ki, hogy a motor feszültségeit ($\bar{U}_a, \bar{U}_b, \bar{U}_c$) és áramait ($\bar{I}_a, \bar{I}_b, \bar{I}_c$) sikerült tökéletesen szimmetrizálni. Az már régen és több publikációban (pl. [1-1]-ben) is bizonyítást nyert, hogy egy R-L kör vagy egy indukciós motor esetén a tirisztor párok jó közelítéssel egy-egy változtatható reaktanciával ($X_{t1a}, X_{t1b}, X_{t1c}$) modellezhetők egy alapharmonikusokra vonatkozó helyettesítő vázlatban. Az adott fázisáramokra merőleges $j\bar{I}X_{t1}$ feszültség összetevőkkel rendkívül sokféle aszimmetrikus feszültségrendszer állítható elő. (A valóságban a feladat fordított: adott aszimmetrikus feszültségrendszerhez és adott szimmetrikus feszültségigényhez kell meghatározni, hogy milyen $j\bar{I}X_{t1}$ feszültségekkel lehet az igényt kielégíteni.) Az ábrából azonnal megállapíthatjuk, hogy adott motor fázisszög (munkapont) esetén az aszimmetrikus rendszer feszültségvektorainak végpontjai csak a $j\bar{I}$ irányban húzott egyeneseken mozoghatnak, vagyis az egyenesre nem eső pontok esetében a tökéletes szimmetria nem valósítható meg. Hogy egy aszimmetrikus vezérléssel mégis milyen mértékben lehet csökkenteni az eredetileg meglévő aszimmetriát, arra az 1.2.1. ábrán bemutatott vizsgálati módszer nem alkalmas.



1.2.1. ábra. Kompenzálás tirisztoros szaggatóval.

1.2.3. Lehetőségek IGBT-s feszültség szabályozóval

Ebben az esetben lényegesen kedvezőbb viselkedésre számíthatunk. Egyrészt a keletkező felharmonikusok rendszáma a (kapcsolási frekvencia által meghatározott) nagy rendszámok tartományába tolódik el. Másrészt a szaggató vezérlése is jóval egyszerűbb. Ekkor a feszültség aszimmetria kompenzálása a feszültségvektor amplitúdójának szabályozásával lehetséges. A szaggató százalékos bekapcsolási idejével a fogyasztóra jutó feszültség kapcsolási periódusra vonatkozó átlagértékét tudjuk vezérelni minden kapcsolási periódusban.

Az alkalmazott szaggató kapcsolat közelítőleg pillanatértékekben (kapcsolási periódusra vonatkozó átlagértékben) is a megkívánt állandó feszültség értékre képes szabályozni. A vezérlési elv és a megvalósítás is nagyon egyszerű: érzékelve a táplálás vagy a fogyasztó feszültségének Park-vektorát, a megkívánt feszültség amplitúdójának megfelelően kiszámolható a szükséges ISZM bekapcsolási viszony minden kapcsolási periódusban. Kiszámítására két módszer jöhet szóba:

Szabályozás: Az alapjelből és a terhelés feszültségéből számolt hibajelet (gyors) PI szabályzóval feldolgozva ennek kimenete a beavatkozó jel, a γ relatív bekapcsolási viszony (kitöltési tényező) lesz.

Vezérlés: A megkívánt feszültség amplitúdóból (U_{ref}) és a táplálás mért feszültség amplitúdójából (U) γ számolható: $\gamma = U_{ref}/U$.

1.2.3.1. Jelfeldolgozási kérdések

Szűrés

Az irányításhoz használt érzékelt feszültség értéket Park-vektor komponensekből állítjuk elő: $U = \sqrt{u_x^2 + u_y^2}$. A szabályozás alkalmazásakor a terhelés feszültségére van szükség, de az az ISZM miatt közvetlenül nem használható erre a célra, valamilyen szűrés szükséges.

A pontos beavatkozáshoz a fogyasztóra jutó feszültség kapcsolási periódusidőre vett átlagára van szükség. Előállításának egyik módja a Park-vektor amplitúdó pillanatértékének közvetlen szűrésével történhet (analóg szűrés). Mivel ez mindenképp fáziskésleltetést okoz, és így nem az aktuális értéket mintavételezzük, ez a módszer nem használható.

A szűrés hardver megvalósítása helyett használjuk ki a szoftver nyújtotta lehetőséget, amivel ténylegesen a fogyasztóra jutó feszültség kapcsolási periódusidőre vett átlagát tudjuk kiszámolni. Ehhez a táplálás feszültségének amplitúdóját (U) kell mintavételezni. Ez történhet a fogyasztó kapcsain is (ekkor nem kell módosítani az egyéb szabályozásokhoz használt érzékelési helyen), csupán arra kell ügyelni, hogy a mintavételezés pillanata a soros kapcsolók bekapcsolt állapotában történjen. Mivel a mintavételi időzítést is a kapcsolási periódus határozza meg, ez könnyen biztosítható, csak rövid bekapcsolási időnél (kis megkívánt feszültség amplitúdónál) adódhatnak problémák. Ha a rendszernek ilyen munkapontokban is működnie kell, akkor a mérési pontot a kapcsolók elé kell helyezni. Ebben az esetben a kapcsolók vezető irányú feszültségesését is figyelembe kell venni. Ha a relatív bekapcsolási viszony γ , a szabályozáshoz használt visszacsatolt jel a következő képlettel számolható: $U_v = \gamma U$.

A holtidő csökkentése

Kétféle holtidő van:

- *Beavatkozási holtidő:* Az ISZM modulátor két programozható számlálóból van megépítve. Az egyik szolgáltatja a mintavételi (és egyben kapcsolási) frekvenciának megfelelő órajelét,

a másikkal pedig a kitöltési tényező változtatható. A kitöltési tényező megváltozása mindig a következő kapcsolási ciklusban jut érvényre, egy elindult kapcsolási ciklust nem, vagy csak nehezen, más hardverrel lehetne módosítani. A beavatkozásban így keletkező holtidő változások esetén (aszimmetria esetén természetesen változik a feszültség amplitúdó) lemaradást és hibát okoz a kialakult feszültségben.

- *Érzékelési holtidő:* A mintavételes rendszer mindig okoz egy mintavételnyi holtidőt, ami a mintavételezés módjától függő lemaradást eredményez az érzékelt jelben.

A holtidők hatásának csökkentésére egyszerű becslési módszer használható: Ha feltételezzük, hogy az érintett jel (érezelt és beavatkozó jel) lineárisan, az előző mintavételi ciklusban érezelt meredekséggel változik, a soron következő kapcsolási ciklushoz felhasznált értéke a következő összefüggéssel becsülhető az előző (X_e) és az adott mintavételi pillanatban ismert aktuális (X) értékből: $X_b = X + (X - X_e)k$. A k értéke a mintavételezés és beavatkozás módjától függ. Pillanatértéket szolgáltató, közvetlen AD átalakítás esetén $k=0,5$ szükséges. A fent részletezett beavatkozás esetén szintén $k=0,5$ értéket kell alkalmazni.

Magasabb rendű becslési algoritmusok több előző érték figyelembevételét igénylik és ezzel a pontosság esetleg javulhat. Azonban már ezzel az egyszerű lineáris becsléssel is nagyon jó eredményt lehet elérni (1.2.3. ábra, 3 és 3' görbék)

1.2.4. Kompenzációs módszerek

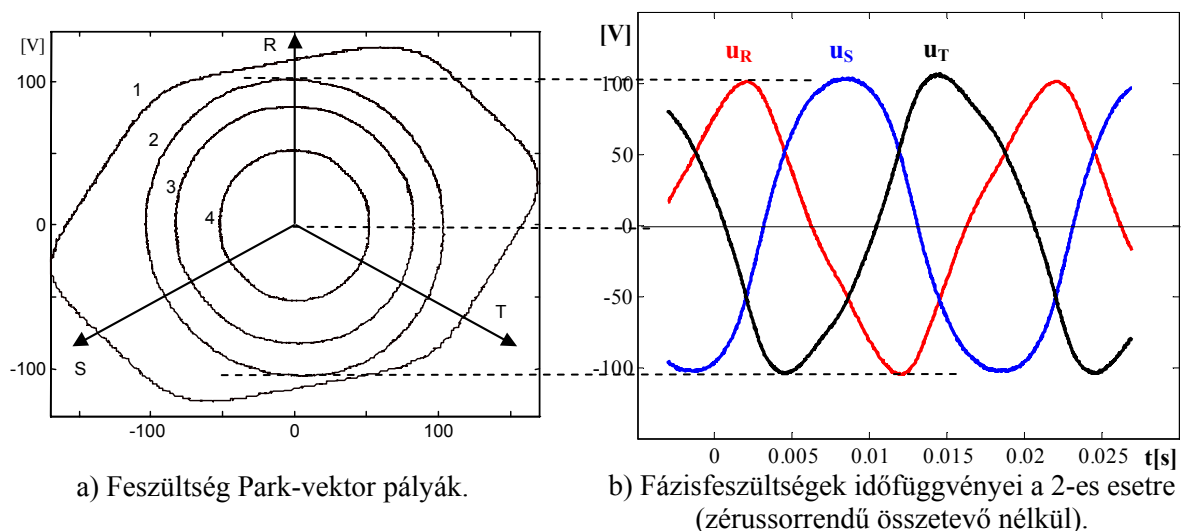
A vizsgálatok egy mesterségesen (toroid transzformátorral) előállított jelentős hálózati aszimmetriával terhelt táplálásra vonatkoztak. A „torzítatlan” táplálás csökkentett (fél) feszültség volt. Ez sem volt tökéletesen szinuszos, jelentős -5-ös és 7-es rendszámú (táptranzformátor telítési) felharmonikusokat tartalmazott.

A kompenzáció triviális megoldásának az állandó amplitúdóra szabályozás tűnt, először ezt valósítottam meg a kísérleti berendezésen. A mélyebb vizsgálatokból kiderült, hogy ez nem eredményez teljes kompenzálást, a módszert módosítani kellett.

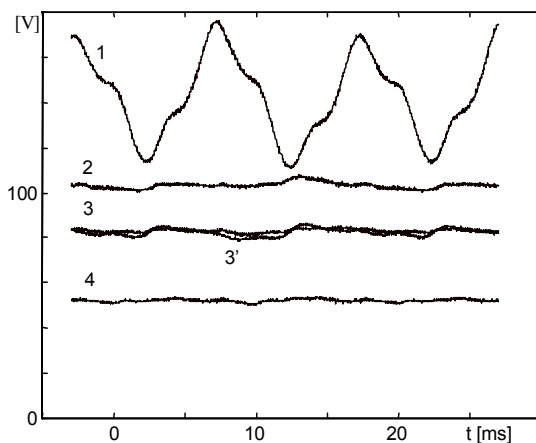
1.2.4.1. Állandó amplitúdóra szabályozás

A vizsgálatokhoz használt és megvalósított irányítási elv a szabályozás volt. Az előző pontban ismertetett lineáris becslési módszert alkalmaztam. Egy munkapontra a becslés nélküli esetet is vizsgáltam a becslés hatékonyságának érzékeltetésére.

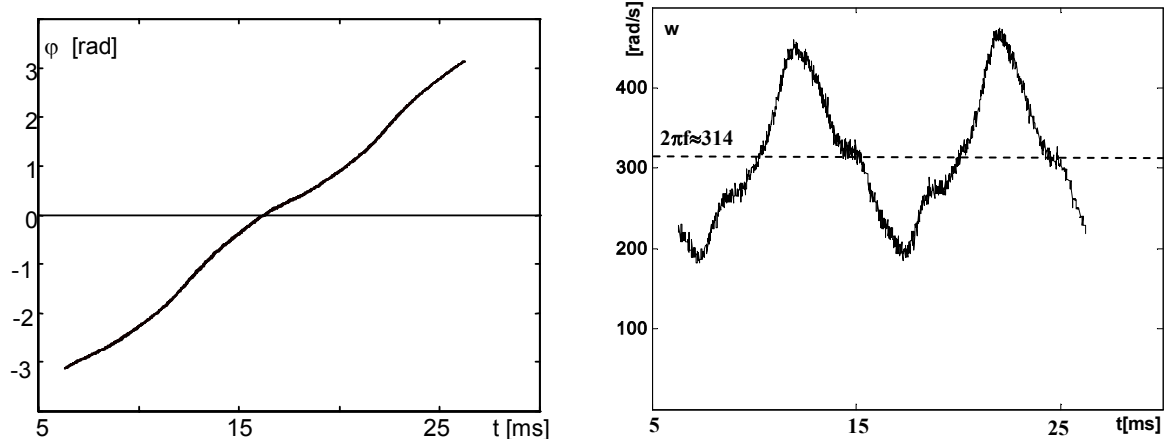
A megvalósított berendezésen méréseket végeztem. A terhelésként háromfázisú ellenállás terhelést használtam (kb. 10% körüli terhelés). A szaggató kimenő feszültség Park-vektor komponensek pillanatértékei tartalmazzák a kapcsolási felharmonikusokat, így közvetlenül a kompenzáció működésének érzékeltetésére nem alkalmasak. A kapcsolási felharmonikusokat másodrendű szűrővel kiszűrve a vektor kapcsolási periódusidőre vett átlagértékeket tudjuk megjeleníteni. Az összes bemutatott ábra a szűrt értékek használatával készült. A megjelenítő és adatgyűjtő eszköz egy HP54600 tárolós oszcilloszkóp volt. Négy feszültség alapjel értékre készültek felvételek: feszültség Park-vektor pályák (1.2.2a ábra), fázisfeszültségek időfüggvényei (1.2.2b ábra) és feszültség amplitúdó időfüggvények (1.2.3. ábra), valamint a Park-vektor pályák befutásának időbeli jellemzésére a vektor szögének időfüggvénye (1.2.4a ábra) és a feszültségvektor forgási szögsebessége (1.2.4b ábra). Látható, hogy hiába állandó az amplitúdó (1.2.2a ábra), a fázisfeszültségek időfüggvényei nem szinuszosak (1.2.2b ábra). Ezt a feszültségvektor egyenetlen szögsebessége okozza, amelynek pillanatértéke jelentősen eltér a $2\pi 50 = 314 \text{ rad/s}$ -os értéktől (1.2.4b ábra). A szögsebesség változásának jellege megegyezik a táplálás amplitúdójának változásával (1.2.3. ábra 1-es görbéje).



1.2.2. ábra. A feszültségek alakulása állandó amplitúdóra szabályozás esetén.



1.2.3. ábra. Feszültség amplitúdó időfüggvények.



1.2.4. ábra. A feszültségvektor egyenetlen szögsebességének demonstrálása.

A külső 1. jelű vektorpálya felvételekor az alapjel értéke akkora volt, hogy a szaggató teljesen ki lett vezérelve, így ez a vektorpálya a torzított táplálás bemutatására szolgál. A többi alapjelnél a megkívánt állandó amplitúdó minden időpillanatban alatta van a táplálás amplitúdója pillanatértékének. A 3. jelű pályához a becslés nélküli esetet is berajzoltam az amplitúdó időfüggvénybe a becslési algoritmus hatékonyságának bemutatására (1.2.3. ábra

3' görbe). Mind a vektorpályákból, mind a feszültség amplitúdó időfüggvényeiből látszik az állandó amplitúdóra szabályozás megfelelő minősége. Ami nem látszik, az a vektorpályák időbeli befutása. Az amplitúdó szabályozással természetesen a vektor szögét befolyásolni nem tudjuk, a táplálásban meglévő, az aszimmetria és a felharmonikusok miatti nem egyenletes befutást (1.2.4. ábra) ez a módszer nem tudja kikompenzálni (1.2.I. Táblázat).

1.2.I. táblázat A mért eredmények mennyiségi jellemzése.

	U_1 [V]	U_{-1}/U_1	U_3/U_1	U_5/U_1	U_7/U_1
1.	141,1	17,8%	0,09%	2,81%	1,29%
2.	102,8	8,45%	8,92%	0,79%	0,65%
3.	82,3	8,71%	9,00%	0,89%	0,59%
3'.	81,8	8,10%	8,97%	0,86%	0,88%
4.	51,8	8,75%	9,34%	0,96%	0,48%

Látható, hogy az állandó amplitúdóra szabályozás a felharmonikusokat a nagyobb rendszámok tartományába tolja el (-5. és 7. jelentősen csökken). A negatív sorrendű összetevőt kb. felére csökkentti és harmadik harmonikust generál helyette. Egyszerű geometriai megfontolásokkal belátható, hogy az állandó amplitúdóhoz ez a viszony kell a -1 és 3 rendszámú felharmonikusokra. A becslés nélküli, holtidőt nem kikompenzáló eset (3') a nagyobb frekvenciás 7. harmonikus nagyobb megmaradó értékében tér el a többitől (a gyorsabban változó összetevőnél nagyobb a holtidő hatása).

1.2.4.2. Kompenzálás a feszültségvektor forgási sebességének figyelembevételével

Fizikai elv:

A negatív sorrendű összetevőt egyrészt az amplitúdó egyenetlensége, másrészt az egyenetlen szögsebesség hordozza (ld. 1.2.3. ábra és 1.2.4b ábra). Csak amplitúdóban beavatkozva nem az állandó amplitúdóra való szabályozás nyújtja a legkedvezőbb eredményt a negatív sorrendű összetevő kikompenzálása szempontjából. Ott, ahol a negatív sorrend miatt nagyobb a sebessége az eredeti táplálás vektorának (szinuszos összetevőket feltételezve ez az ellipszis kistengelyének irányában van), a negatív sorrendű összetevő csökkentése érdekében nagyobb feszültség amplitúdó alapjelet állítunk be (a gyorsabban áthaladó vektor hatásának kompenzálását az időbeli átlagolást figyelembe véve a nagyobb amplitúdó eredményezi). Ott, ahol a legkisebb a sebessége (az ellipszis nagy tengelye), kisebb feszültség amplitúdó alapjelet állítunk be (a lassabban áthaladó vektor hatásának kompenzálását a kisebb amplitúdó eredményezi). Még általánosabban fogalmazva: a feszültség amplitúdó alapjel értéke együtt változzon a táplálás vektorának szögsebességével. Ezt a fizikai elvet támasztja alá a tápláló feszültségvektor szögsebesség és amplitúdó változásának megegyező jellege (1.2.3. ábra 1-es görbéje és az 1.2.4b ábra).

Mennyiségi viszonyok (közelítésekkel):

Az elv megvalósításához szükség van a feszültségvektor amplitúdójának és forgási szögsebességének kifejezésére. $\bar{u}_1 = U_1 e^{j\omega_1 t}$ és $\bar{u}_{-1} = U_{-1} e^{-j\omega_1 t}$ feltételezéssel, egyszerű levezetéssel (ld. (1.2.9)):

$$|\bar{u}| = \sqrt{U_1^2 + U_{-1}^2 + 2U_1 U_{-1} \cos 2\omega_1 t}, \quad (1.2.1)$$

$$\omega = \frac{\omega_1 (U_1^2 - U_{-1}^2)}{|\bar{u}|^2}. \quad (1.2.2)$$

A kompenzálás alapja a pozitív sorrendű amplitúdótól való relatív eltérés:

$$\begin{aligned} \frac{|\bar{u}| - U_1}{U_1} &= \frac{\sqrt{U_1^2 + U_{-1}^2 + 2U_1U_{-1}\cos 2w_1t}}{U_1} - 1 = \sqrt{1 + \left(\frac{U_{-1}}{U_1}\right)^2 + 2\frac{U_{-1}}{U_1}\cos 2x} - 1 \\ &\approx \sqrt{1 + 2\frac{U_{-1}}{U_1}\cos 2x} - 1 \approx \frac{U_{-1}}{U_1}\cos 2x \quad (x=w_1t). \end{aligned} \quad (1.2.3)$$

(Az első közelítés a másodrendűen kis tag elhanyagolása, a második pedig binomiális sor első két tagjának figyelembevétele. Ezek kis U_{-1} esetén elfogadhatóak, így a származtatott összefüggések erre az esetre érvényesek.)

A negatív sorrendű összetevő kompenzálása (1.2.3) relatív eltérés kétszeresének mínusz egyszeresével lehetséges. A kétszeres szorzó a negatív sorrendű összetevő két okának kompenzálásához kell: amplitúdó eltérés és szögsebesség eltérés kompenzálása.

Mivel a kompenzálást a mérhető szögsebesség eltéréssel akarjuk megvalósítani, fejezzük ki a szükséges amplitúdó kompenzációt a vektor szögsebességének w_1 -től való relatív eltéréssel ((1.2.2) alapján, az előbbiekhöz hasonló közelítéseket alkalmazva):

$$\frac{w - w_1}{w_1} = -2 \frac{U_{-1}^2 + U_1U_{-1}\cos 2x}{U_1^2 + U_{-1}^2 + 2U_1U_{-1}\cos 2x} \approx -2 \frac{U_{-1}}{U_1}\cos 2x. \quad (1.2.4)$$

Ez éppen a megkívánt kompenzáció mértékét adja. Ezek alapján adott, **relatív értékben kifejezett** $U_{1\text{ref}}$ alapharmonikus pozitív sorrendű feszültség módosítás eléréséhez a moduláció mértéke a következő (modulálás alatt a tényleges amplitúdó pillanatérték módosítási mértékét értem):

$$M = \left(\frac{w - w_1}{w_1} + 1 \right) U_{1\text{ref}}. \quad (1.2.5)$$

A gyakorlati megvalósítás szempontjából ez a szaggató γ bekapcsolási viszonyát adja: $\gamma=M$. $U_{1\text{ref}}$ értékének van felső korlátja, hiszen M (és γ) értéke egynél nagyobb nem lehet.

A módszer általánosítása felharmonikusok kompenzálására:

Mind a fizikai elv, mind a mennyiségi viszonyok általánosíthatók és adaptálhatók felharmonikusokra is. Hasonló lépésekkel és közelítésekkel v rendszámú felharmonikusok tartalmazó feszültségvektor forgási sebességére és a kompenzáláshoz szükséges moduláció mértékre hasonló összefüggés kapható:

$$\frac{w - w_1}{w_1} \approx (v-1) \frac{U_v}{U_1} \cos[(v-1)w_1t], \quad (1.2.6)$$

$$M = \left[2 \frac{w - w_1}{(1-v)w_1} + 1 \right] U_{1\text{ref}}. \quad (1.2.7)$$

Az általánosítás helyességének ellenőrzésére az használható, hogy ezekből $v=-1$ -es helyettesítéssel a (1.2.4) és (1.2.5) visszakapható. Fizikai megfontolásokkal az általánosított kifejezések akár közvetlenül is (levezetés nélkül) felírhatók: szinkron forgó koordinátarendszerben a felharmonikusok szögsebessége $w_1(v-1)$. $v=-1$ esetén $v-1=-2$, (1.2.4)-ben -2 helyébe $v-1$ írható.

A módszer korlátja:

A moduláció általánosított (1.2.7) kifejezéséből látható, hogy ezzel a módszerrel **csak egyetlen felharmonikus** (ide értve a $v=-1$ -es rendszámú negatív sorrendű összetevőt is) **kompenzálható egyidejűleg**.

Gyakorlati megvalósítás:

A gyakorlati megvalósításhoz érzékelni kell az $\bar{u} = ue^{jp}$ feszültségvektor forgási sebességét. Ez viszonylag bonyolult műveletek végrehajtását és deriválást igényel. A látszólag egyszerűbb módszer (1.2.8) abszolútérték képzést igényel:

$$w = \frac{d\rho}{dt} \approx \frac{\Delta\rho}{\Delta t} \approx \frac{1}{\Delta t} \frac{|\bar{u}_{n+1} - \bar{u}_n|}{|\bar{u}_{n+1}|}. \quad (1.2.8)$$

Az általam kifejlesztett módszer közelítése az abszolútérték képzés legbonyolultabb műveletét, a négyzetgyökvonást kiküszöböli. Bármely vektor forgási szögsebessége kifejezhető a következő módon:

$$\left| \bar{u} \times \frac{d\bar{u}}{dt} \right| \frac{1}{|\bar{u}|^2} = \left| Ue^{jp} \times \left(\frac{dU}{dt} e^{jp} + jU \frac{dp}{dt} e^{jp} \right) \right| \frac{1}{U^2} = \left(U^2 \frac{dp}{dt} \right) \frac{1}{U^2} = \frac{dp}{dt} = w. \quad (1.2.9)$$

Közelítése:

$$w = \frac{1}{|\bar{u}|^2} \operatorname{Im} \left\{ \hat{u} \cdot \frac{d\bar{u}}{dt} \right\} \approx \frac{1}{|\bar{u}|^2} \left(u_x \frac{\Delta u_y}{\Delta t} - u_y \frac{\Delta u_x}{\Delta t} \right). \quad (1.2.10)$$

1.2.4.3. A fizikai megfontolások matematikai igazolása

Az eddigi vizsgálatok tartalmaztak ugyan mennyiségi leírásokat is, de azok is fizikai megfontoláson alapultak. A pontos vizsgálatokhoz egyszerű matematikai leírást származtatok. Mivel már az eddigiekből is látszik, hogy a negatív sorrendű összetevő és a felharmonikusok egységesen írhatók le, elegendő csak a negatív sorrendű összetevőre felírni az összefüggéseket, a többi felharmonikusra hasonló kifejezések adódnak.

Negatív sorrendű összetevő esetén az amplitúdó az alapharmonikus frekvencia kétszeresével lüktet. A kompenzáláshoz szükséges moduláció mértékének ezzel ellentétesen kell változnia, nagyságát kell csak az elérendő cél függvényében megválasztani. Ha az eddig is vizsgált $\bar{u}_1 = U_1 e^{jw_1 t}$ és $\bar{u}_{-1} = U_{-1} e^{-jw_1 t}$ komponensek vannak, a moduláció mértéke

időfüggvényének $M = U_{1\text{ref}}(1 - K \cos 2x) = U_{1\text{ref}} \left(1 - K \frac{e^{j2x} + e^{-j2x}}{2} \right)$ -nek kell lennie.

Vizsgáljuk meg, mi történik a komponensekkel:

$$\begin{aligned} & (U_1 e^{jx} + U_{-1} e^{-jx}) \left(1 - K \frac{e^{j2x} + e^{-j2x}}{2} \right) U_{1\text{ref}} = \\ & = \left[U_1 e^{jx} + U_{-1} e^{-jx} - \frac{K}{2} (U_1 e^{j3x} + U_1 e^{-jx} + U_{-1} e^{jx} + U_{-1} e^{-j3x}) \right] U_{1\text{ref}} \end{aligned} \quad (1.2.11a)$$

Ez alapján a negatív sorrendű összetevő eltüntetéséhez $K = 2 \frac{U_{-1}}{U_1}$ szükséges:

$$M = \left(1 - 2 \frac{U_{-1}}{U_1} \cos 2x\right) U_{\text{ref}} \quad (1.2.11b)$$

Ez adódott ki a fizikai megfontolásokból is az alkalmazott közelítésekkel. Kis mértékben változik a pozitív sorrendű összetevő is (a közelítések hatása itt mutatkozik). A negatív sorrendű összetevő pozitív sorrendű harmadik harmonikusba transzformálódik, de megjelenik kis amplitúdóval negatív sorrendű harmadik harmonikus is.

Az előző és a további módszerek vizsgálatához és származtatásához írjuk fel a modulálás hatására kiadódó amplitúdó kifejezését (1.2.3) és (1.2.11b) felhasználásával:

$$\begin{aligned} |\bar{u}|M &= |\bar{u}|\gamma \approx (U_{-1} \cos 2x + U_1) U_{\text{ref}} \left(1 - 2 \frac{U_{-1}}{U_1} \cos 2x\right) = \\ U_{\text{ref}} \left(U_1 - U_{-1} \cos 2x - 2 \frac{U_{-1}^2}{U_1} \cos^2 2x \right) &\approx U_{\text{ref}} (U_1 - U_{-1} \cos 2x) \end{aligned} \quad (1.2.12)$$

A közelítések kis U_{-1} -re elfogadhatóak. Ha a moduláció mértékének kifejezéséből (1.2.11b) elhagynánk a 2-es tényezőt, az alkalmazott közelítésekkel **az állandó amplitúdóra szabályozás adódik ki**: $|\bar{u}|M \approx U_{\text{ref}} U_1$ (U_{ref} relatív érték). Ekkor (1.2.11a) összefüggéssel ellenőrizhető, hogy a negatív sorrendű összetevőnek csak a fele kompenzálódik, ahogy az 1.2.4.1. fejezetben is kaptuk.

1.2.4.4. Módosított módszer több felharmonikus kompenzálására

Fizikai elv:

A kiindulás ismét csak egy felharmonikus kompenzálására vonatkozik, de mint majd kiadódik, a kifejlesztett módszer több, bizonyos feltételeknek megfelelő felharmonikus egyidejű kompenzálására is alkalmas.

Ha csak a feszültségvektor amplitúdóját tudjuk szabályozni, vegyük a beállítandó amplitúdó nagyságát olyannak, ami megfelel egy olyan feszültségrendszer feszültségvektorának amplitúdójának, amely ellentétes előjellel tartalmazza a kikompenzálandó felharmonikust. Ezt a választást negatív sorrendű összetevő esetén (1.2.12) is támogatja, ahol U_{-1} előjele negatív. Ugyanis belátható (1.2.3) alapján, hogy ellentétes előjelű negatív sorrendű összetevő esetén az amplitúdó időfüggvénye a szokásos közelítések alkalmazásával (1.2.12) végeredményét adja (U_{ref} nélkül).

A módszer alapja így (1.2.12)-vel kifejezett amplitúdó alapjel. Mivel (1.2.12) eggyel több közelítést tartalmaz az eddigieknél (az utolsó lépésben), a kompenzálás pontossága kisebb lesz, mint az előző módszeré.

Mennyiségi viszonyok:

Az elvnek megfelelő amplitúdó alapjelet geometriai megfontolásokkal kaphatjuk meg: v rendszámú felharmonikust tartalmazó feszültség rendszer vektor pályája $|v-1|$ oldalú szimmetriát mutat. A v rendszámú felharmonikust ellentétes előjellel tartalmazó feszültség rendszer vektor pályája ebből a szimmetria szög felével elforgatva (visszaforogatva) kapható meg, ez a szög:

$$\alpha = \frac{360^\circ}{|v-1|} \frac{1}{2} = \frac{180^\circ}{|v-1|}. \quad (1.2.13a)$$

Negatív sorrendű összetevő esetén ($v=-1$) $\alpha=90^\circ$. A kompenzálás gyakorlati megvalósítása egyszerű: Mérjük és tároljuk a tápláló feszültség amplitúdójának α szöggel előbbi értékeit és azt használjuk az amplitúdó alapjel képzéséhez. Az α szög pontosságát a táplálás frekvenciájának pontossága és a szögfelbontást meghatározó mintavételi frekvencia befolyásolja. (6kHz kapcsolási frekvencia esetén 30 előző minta tárolandó a negatív sorrendű összetevő kompenzálásához.)

Mivel a beavatkozás α szögű holtidővel történik, ez a módszer csak állandósult állapotban, vagy lassú változások esetén alkalmazható.

A módszer általánosítása több felharmonikus egyidejű kompenzálására:

Úgy tűnik, a módszernek ugyanaz a problémája, mint az előző pontban ismertetett módszernek: az α rendszámfüggő, csak egy felharmonikust lehet vele kompenzálni egyidejűleg. Ha azonban figyelembe vesszük a negatív sorrendű összetevőn kívüli leggyakrabban előforduló felharmonikus rendszámokat ($v=1+gk$; $k=0;\pm 1;\pm 2;\dots$; $g=6$), akkor α -ra a következő összefüggés adódik:

$$\alpha = \frac{180^\circ}{|1+gk-1|} = \frac{180^\circ}{|gk|}. \quad (1.2.13b)$$

Vegyük azt is figyelembe, hogy a vektorpályát a szimmetria szög felének páratlan egészszámu többszörösével visszaforgatva is ugyanazt az amplitúdót kapjuk. Vagyis ha egy nagyobb rendszámú felharmonikusra kiadódó α szögnek egy kisebb rendszámú felharmonikusra kiadódó elforgatási szög páratlan egész számu többszöröse, akkor mindkettőt kikompenzálja ez a módszer. (1.2.13b) alapján a szokásos $g=6$ esetén ez a feltétel úgy is kifejezhető, hogy a kétféle rendszámnak megfelelő k abszolút-értékek legyenek páratlan egész számu többszörösök: pl. $k_1=\pm 1$ és $k_2=\pm 3$, ami $v=-5;+7$ és $v=-17;+19$ rendszámú felharmonikusoknak felel meg. Nagyobb rendszámok (és k értékek) felé a felbontásra vonatkozó megfontolások miatt csak elméletben mehetünk el. Ilyen szempontból gyakorlati jelentősége csak a $k=\pm 1$ értéknek van. Szerencsére az erre kiadódó α teljesíti a megfogalmazott feltételt a negatív sorrendű összetevőre kiadódó elforgatási szöghöz viszonyítva: $180^\circ/6 \cdot 3 = 180^\circ/2$.

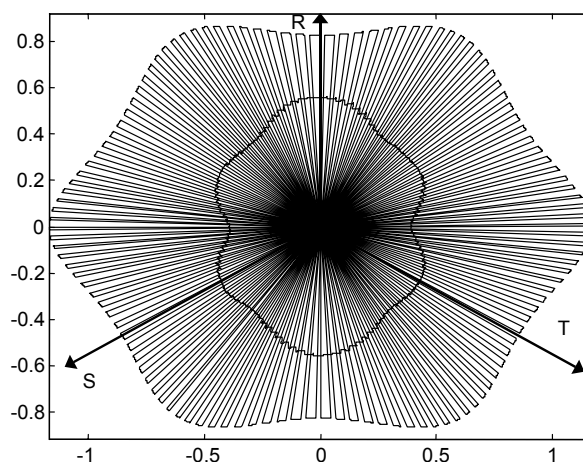
Vagyis a járulékos veszteségek legnagyobb részét eredményező kisebb rendszámú (-5; +7) és nagyobb amplitúdójú felharmonikusok és a negatív sorrendű összetevő **egyidejűleg kompenzálható** ezzel a módszerrel.

A módszer vizsgálata:

A módszer eredményességének vizsgálatára számításokat végeztem szinuszos komponenseket tartalmazó feszültség rendszerre. A táplálás összetevői (viszonylagos egységekben): $U_1=1$; $U_{-1}=0,1$; $U_{-5}=0,05$; $U_7=0,02$. A megkívánt pozitív sorrendű amplitúdó: $U_{1ref}=0,5$. A kapcsolási frekvencia 6kHz volt. A kompenzált feszültségvektor pályája az 1.2.5. ábrán látható. A kapcsolási felharmonikusokat nem tartalmazó vektorpálya megjelenítéséhez kapcsolási periódusidőre történő átlagolást alkalmaztam (szűrés). A kompenzált feszültség harmonikus összetevőit az 1.2.II. táblázat tartalmazza.

1.2.II. táblázat. A kompenzált feszültség összetevői.

U_1	U_{-1}	U_3	U_{-5}	U_7
0,5	0,002	0,0505 (10,1%)	0,011 (2,2%)	0,0259 (5,2%)



1.2.5. ábra. A kompenzált feszültségvektor pályája.

A negatív sorrendű összetevőt a módszer csaknem teljesen kikompenzálta, azt főként a 3. harmonikusba transzformálta. A kompenzálás nem tökéletes eredménye a fizikai megfontolásoknál az (1.2.12) kifejezéssel kapcsolatos pontossági megjegyzésekkel magyarázható. A -5. és 7. harmonikusok nem nullák, értékeik közelítőleg felcserélődtek: a -5. főként a 7-be transzformálódott és viszont. Általánosan: a v -edik felharmonikus (ideértve a negatív sorrendűt is) főként $-v+2$ rendszámúba transzformálódott. A „főként” arra vonatkozik, hogy nem tisztán, hanem egyéb nagyobb rendszámú felharmonikusok is generálódtak, de sokkal kisebb amplitúdóval (ld. 1.2.4.3. fejezet, az ottani levezetés más felharmonikusokra is kiterjeszthető). A közelítőleges felcserélődés tipikusan csökkenti a járulékos veszteségeket: A kisebb rendszámú felharmonikusból (pl. -5) nagyobb rendszámú (pl. 7) lesz, ami csökkenti a keletkező felharmonikus áramokat (velük szemben nagyobb az impedancia) és így a járulékos veszteségeket; A nagyobb rendszámú és tipikusan kisebb amplitúdójú felharmonikusból (pl. 7) kisebb rendszámú (pl. -5) lesz, de a keletkező felharmonikus amplitúdója kisebb, mint eredetileg volt.

1.2.4.5. Módszer az összes felharmonikus kompenzálására

Fizikai elv:

Az előző módszer kiterjesztése új elv megalkotásához vezetett: az amplitúdó alapjell olyan legyen, hogy tartalmazza a táplálásban meglévő összes felharmonikus hatását ellentétes előjellel.

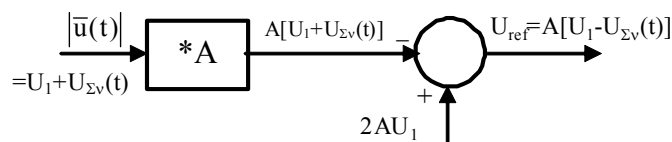
Mennyiségi viszonyok:

A táplálás tartalmaz pozitív sorrendű alapharmonikus összetevőt (amplitúdója: $U_1(t)=\text{állandó}$) és felharmonikus összetevőket, amelyeket közösen az alapharmonikus amplitúdótól való eltéréssel jellemezhetünk: $|\bar{u}(t)| = |\bar{u}_1(t) + \sum \bar{u}_v(t)| = U_1 + U_{\Sigma v}(t)$. A kompenzálás

$$U_{\text{ref}}(t) = A[U_1 - U_{\Sigma v}(t)] \quad (1.2.14)$$

amplitúdó alapjellel lehetséges, ha $U_{1\text{ref}} = AU_1$ alapharmonikus kimenő feszültség szükséges. A megvalósításhoz szükséges egyszerű műveleteket az 1.2.6. ábra mutatja.

A számításhoz szükség van a táplálás alapharmonikusának amplitúdójára, ami egyszerű alapharmonikus szűréssel előállítható.



1.2.6. ábra. A kompenzáláshoz szükséges feszültség amplitúdó alapjel számítása.

Mivel ez a módszer az előző pontban ismertetett módszer kiterjesztése, a pontossági megfontolások erre is ugyanúgy érvényesek.

A módszer vizsgálata:

Már az eddigiekből is látszik, de az átfogó összehasonlításból (ld. később) egyértelmű, hogy ez a módszer rendelkezik a legkedvezőbb jellemzőkkel. Ezért ezt valósítottam meg a kísérleti berendezésen.

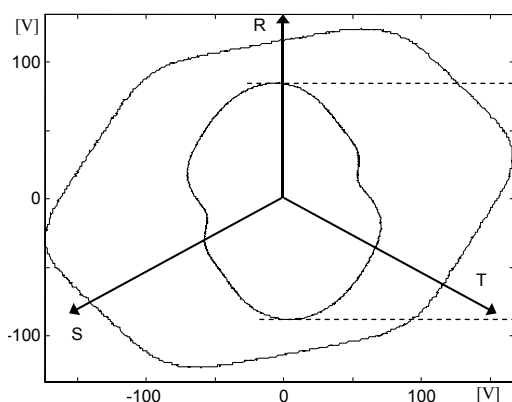
A vizsgálatokhoz ugyanolyan tápláló feszültséget használtam, mint az állandó amplitúdóra szabályozás vizsgálatánál (1.2.4.1. fejezet). A megkívánt alapharmonikus amplitúdó $U_{1ref}=50\%$ volt.

A kapcsolási felharmonikusokat nem tartalmazó (szűrt) feszültségek alakulása az 1.2.7. ábrán látható: a feszültségvektor pályák (táplálás és kompenzált kimenet) az 1.2.7a ábrán, a kompenzált fázisfeszültségek időfüggvényei az 1.2.7b ábrán. Összehasonlítva az állandó amplitúdóra szabályozással (1.2.2. ábra), szembejövő a különbség. A kompenzált kimenetre mind a feszültségvektor pályák, mind a feszültség időfüggvények érdekesen alakulnak.

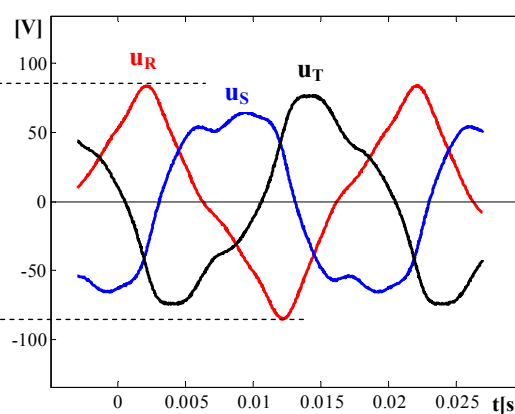
A táplálás és a kompenzált kimenet alapharmonikusra viszonyított százalékos felharmonikus tartalmát az 1.2.III. táblázat mutatja. Az 1. sor a táplálásra, a 2. és 3. sor a kompenzált kimenetre vonatkozik (2-nél 3kHz, 3-nál 6kHz volt a kapcsolási frekvencia).

1.2.III. táblázat. A kompenzálás hatása mennyiségileg.

%	U_1	U_{-1}	U_3	U_{-5}	U_7	U_{-11}	U_{13}
1	100	17,8	0,09	2,81	1,29	0,2	0,1
2	50	1,73	17,85	1,31	3,02	0,04	0,25
3	50	0,8	17,91	1,25	3,04	0,06	0,24



a) Feszültség Park-vektor pályák.



b) A kompenzált fázisfeszültségek időfüggvénye.

1.2.7. ábra. A feszültségek alakulása.

A várakozásnak megfelelő eredményeket kaptam: a v rendszámú felharmonikusok főként $-v+2$ rendszámú felharmonikusba transzformálódtak. Ez kevésbé egyértelműen látszik a nagyobb rendszámúak esetén, mert azokba az alacsonyabb rendszámúak kis része is

transzformálódik, ráadásul azokat a mintavételezés holtideje jobban torzítja főként a kisebb kapcsolási frekvencián. A kapcsolási frekvencia értékének jelentős hatása van a negatív sorrendű összetevő kompenzálásának minőségére is.

1.2.4.6. A módszerek összehasonlítása

A módszerek átfogó összefoglaló összehasonlítását az 1.2.IV. táblázat tartalmazza.

Az első négy összehasonlítási szempont jelentős előnyt mutat az utolsó kettő módszernél. Az utolsó minősíthető a legjobbnak, hiszen csaknem minden szempontból jobb a többinél.

Az utolsó kettő módszer nem tesz különbséget a felharmonikusok közt, ami nem várt kedvezőtlen hatást is eredményezhet: ha a táplálás tartalmaz 3. harmonikust, azt negatív sorrendű összetevőbe transzformálja. Szerencsére ez nem gyakori, így ez a hátrány nem tekinthető jelentősnek.

1.2.IV. táblázat. A módszerek összehasonlítása.

<i>Módszer:</i>	<i>Állandó amplitúdó</i> (1.2.4.1. fejezet)	<i>Sebesség</i> (1.2.4.2. fejezet)	<i>Módosított</i> (1.2.4.4. fejezet)	<i>Legjobb</i> (1.2.4.5. fejezet)
Kompenzált harmonikusok:	mind, de nem tökéletesen	csak egy $v \rightarrow -v+2$	több $v \rightarrow -v+2$	mind $v \rightarrow -v+2$
Bemenő adat:	Amplitúdó $ \bar{u} $	Összetevők u_x, u_y	Amplitúdó $ \bar{u} $	Amplitúdók $ \bar{u} $ és U_1
Megvalósítás:	egyszerű	bonyolult számítások	egyszerű	egyszerű
Zaj érzékenység:	nem érzékeny	érzékeny (deriválás)	nem érzékeny	nem érzékeny
Pontosság	x	pontos	több közelítés kevésbé pontos	több közelítés kevésbé pontos
Holtidő:	egy mintavétel	egy mintavétel	több, pl.: 90° Csak állandósult állapotban, vagy a késéshez képest lassú változás esetén használható	egy mintavétel

Az valószínű, hogy a fogyasztó járulékos veszteségei szempontjából optimális megoldás függ a fogyasztó (motor) paramétereitől, ami az adott motor (fogyasztó) esetén egyedileg vizsgálandó.

1.3. A hálózati teljesítményigény csökkentése energiatakarékos szabályozásokkal

[1-S1], [1-S3], [1-S4], [1-S5], [1-S6], [1-S7]

Kidolgoztam az aszinkronmotoros hajtások feszültség szabályozással elérhető energiatakarékos működésére használható teljesítményelektronikai kapcsolások kiválasztásának elvi alapjait, amelyek megadják azok célszerű alkalmazási területeit. A vizsgált kapcsolások az ISZM feszültség inverter és az ISZM váltakozóáramú szaggató voltak. A választás alapja az elérhető energiamegtakarítás optimalizálása. Kiadódott, hogy a közel állandó sebességű, ritkán induló hajtások energiatakarékos szabályozására nagyobb kivezérléseken a szaggató megoldás egyértelműen kedvezőbb, mint az inverteres táplálás. A vizsgálatok során a komplex rendszert vettem figyelembe. Kitértem a paraméterérzékenységre is: a kapott eredményekkel kiterjesztettem és általánosítottam az elv alkalmazhatóságát motor típustól és teljesítmény tartománytól függetlenül. Az elvek alátámasztására méréseket végeztem, amelyek igazolták a számításokból kiadódó tendenciákat és elveket.

A villamos hajtások energiatakarékos szabályozása már régóta széles körben kutatott terület [1-4], [1-5], [1-S4], amit a rendelkezésre álló energiaforrások egyre kritikusabb helyzete és környezetvédelmi megfontolások (a legtisztább energia a meg nem termelt) is erősítenek.

Különösen fontos foglalkozni a villamos energia jelentős részét elfogyasztó aszinkronmotoros hajtásoknál elérhető energia-megtakarítással: viszonylag kis százalékos mértékű energia-megtakarítás is jelentős mennyiségű energia megtakarítását eredményezi.

Aszinkronmotoros hajtásokban az energiatakarékos működést legtöbbször a tápláló feszültség terheléstől függő csökkentésével érik el, ami csökkenti a gép fluxusát és azon keresztül a veszteségeket [1-4], [1-5].

Aszinkronmotoros hajtások energiatakarékos szabályozásának megvalósítására számos megoldás létezik [1-4]. Az általunk javasolt és megvalósított impedancia szabályozási módszer számos kedvező tulajdonsággal rendelkezik [1-S5], [1-S6]. Mivel ennek kidolgozása és megvalósítása nem az én kizárólagos tudományos eredményem, ennek részleteivel nem foglalkozom. A disszertáció jelen fejezete a tápláláshoz szóba jöhető különböző teljesítményelektronikai kapcsolásokat vizsgálja a lehetséges alkalmazási terület megadása és az energia-megtakarítás optimalizálása céljából.

1.3.1. A szükséges teljesítményelektronikai kapcsolás kiválasztási szempontjai

A szabályozott aszinkronmotoros hajtások nagy része feszültség inverter kapcsolású impulzusszélesség modulációs vezérlésű frekvenciaváltóról táplált (ld. a 2. és 3. fejezetek). Ez kiváló lehetőséget biztosít a sebesség és a tápláló feszültség szabályozására. De nincs mindig feltétlenül szükség a táplálás frekvenciájának változtatására. Ekkor jöhet szóba a váltakozóáramú szaggató alkalmazása a tápláló feszültség változtatására. Ezt főként lágyindításra használják, de alkalmas energiatakarékos szabályozás megvalósítására is. Ezt a két lehetőséget vizsgálom elsősorban műszaki szempontból.

Emellett gazdaságossági szempont is befolyásolja a választást: a beruházás költsége. A két vizsgált teljesítményelektronika alkatrész költsége közel azonos, ami csak azért nem jelent azonos beszerzési árat, mert az invertereket sokkal nagyobb darabszámban gyártják.

A kiválasztás műszaki szempontjai a következők:

- Szükséges-e a fordulatszám széles tartományban való szabályozása? Ha igen, az inverter a triviális választás.
- Ha a hajtás közel állandó fordulatszámú és nincs igény a pontos fordulatszám tartásra, felmerülhet a kérdés, hogy invertert vagy szaggatót alkalmazzunk. A döntést az határozza meg, hogy a hajtásnak milyen gyakran kell indulnia és mekkora indítónyomatékokot igényel. Ha a hajtás gyakran indul, vagy nagy indítónyomatékokot igényel, ezt az inverteres táplálás tudja biztosítani, ráadásul vele az indítási veszteségek is kicsik. Ha a hajtás ritkán indul, a váltakozóáramú szaggató is alkalmazható. Ha a hajtás nem sorolható egyértelműen egyik kategóriába sem, akkor egyedi vizsgálatot igényel a választás.

Azt az esetet vizsgálom, amikor mindkét teljesítményelektronika szóba jöhet: a ritkán induló közel állandó fordulatszámú hajtásokat. Ilyenkor az elérhető energia-megtakarítás alapján optimalizálható a választás.

1.3.2. A feszültség inverter

A jól ismert kétszintű IGBT-s feszültség inverter topológiával foglalkozom. A vezérlése ISZM, szinuszos modulációval. Vannak ennél energiatakarékosabb szempontjából jobb modulációs módszerek, de egy közelítő összehasonlításra ez is alkalmas és a kísérleti hajtás is ezt alkalmazza. Az energiatakarékosabb elérése érdekében a kimenő feszültség alapharmonikus amplitúdója és frekvenciája egymástól függetlenül állítandó.

A motor üzeme szempontjából lényeges felharmonikusok rendszámai a következők:

$$v=m\pm 2; \quad 2m\pm 1; \quad 3m\pm 2; \quad 3m\pm 4; \dots \quad (1.3.1)$$

Itt m a kapcsolási és az alapharmonikus frekvencia hányadosa: $m=f_k/f_l$. Ha m hárommal osztható páratlan szám, akkor a felharmonikusok is szimmetrikus háromfázisú rendszert alkotnak és nem keletkeznek egyenáramú és szubharmonikus összetevők és páros rendszámú felharmonikusok sem.

A feszültség felharmonikusok amplitúdói csak Bessel függvényekkel fejezhetők ki.

A kapcsolási frekvenciát a vizsgált hajtáson beállítható minimális értékre vettem (2,9kHz), amelynél egyértelműbbek a különbségek a vizsgált hajtásokra.

A kísérleti hajtás adatai az 1.3.I. táblázatban láthatók.

1.3.I. táblázat. A vizsgált feszültség inverter adatai.

Típus	Névleges áram	Névleges feszültség	Névleges teljesítmény	Frekvencia tartomány
Microverter D 7,9/380	12A	380V	7,8kW	0-100Hz

1.3.3. A váltakozóáramú szaggató

A vizsgált váltakozóáramú szaggatók saját fejlesztésű berendezések. Így azokról sokkal többet tudok, és sokkal szabadabban tudom állítani a paramétereiket, hogy azok a gyári feszültség inverterével azonosak legyenek.

1.3.3.1. Tirisztoros váltakozóáramú szaggató

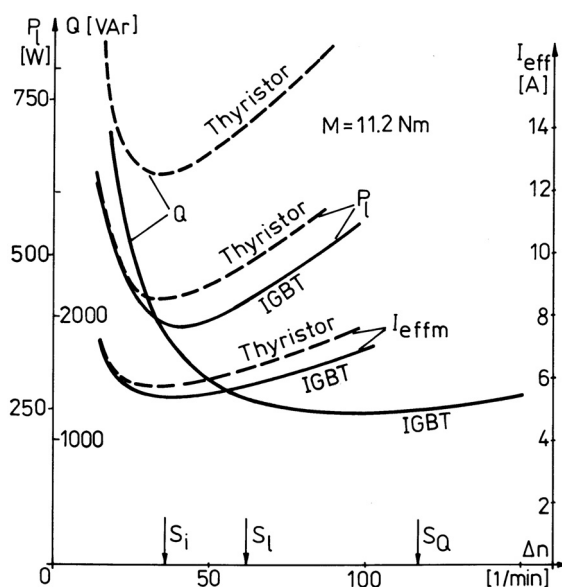
Ez a változat (1.1.1. ábra) nem versenytársa az ISZM feszültség inverternek. Ennél a vezérlés módja gyújtáskésleltetés, ami nagy meddőigénnyel jár és nagy felharmonikus tartalmat és így jelentős járulékos veszteséget okoz.

Ennek érzékeltetésére méréseket végeztem a jelen fejezetben a vizsgálatok tárgyát képező aszinkronmotoron (1.3.II. táblázat) tirisztoros és IGBT-s szaggatóról is táplálva azt, változtatva a táplálás feszültségét. A munkapont mindkét esetben ugyanaz volt ($M=11,2\text{Nm}=0,42\text{pu}$), amely nem a legjobb az ISZM szaggató előnyeinek kiemelése céljából, mégis látványos különbség jött ki.

1.3.II. táblázat. A vizsgált aszinkronmotor adatai.

Típus	Névleges áram	Névleges feszültség	Névleges teljesítmény	Névleges fordulatszám
VZ 112 M4	8,8/15,2A	380/220V	4kW	1445/min

Változtatva a motor alapharmonikus feszültségét, az 1.3.1. ábrát kaptam a motor veszteségekre (P_i), a meddő teljesítményre (Q) és a motoráram effektív értékére (I_{effm}).



1.3.1. ábra. A tirisztoros és az IGBT-s szaggató összehasonlítása.

Veszteségben kb. 50W (1,25%) a különbség, amit a kisebb felharmonikus áramok okoznak. Így a motoráram effektív értéke is kisebb az IGBT-s szaggatónál. A legnagyobb különbség a meddő teljesítményben van. Minimális veszteségre szabályozás esetén is (P_i minimumánál) az IGBT-s változatnak jelentősen kisebb meddőigénye van (a különbség kb. 1500VAR). Az ábrán bejelöltem a szinuszos tápláláshoz tartozó különböző célfüggvényű optimális szlipeket is (s_i a minimális effektív áramhoz, s_l a minimális veszteséghez, s_Q a minimális meddő teljesítményhez). Az ISZM szaggató sokkal jobban megközelíti az ideális szinuszos táplálást, ami különösen Q_{min} elhelyezkedésében és értékében mutatkozik meg.

1.3.3.2. IGBT-s ISZM váltakozóáramú szaggató

Az 1. fejezet tárgyát képező kapcsolást vizsgáljuk (1.1.2a ábra) az energiatakarékos szempontjából.

Az 1.1. fejezetben leírt vezérlési mód esetén a keletkező felharmonikusok rendszáma a következő:

$$v=(6n)k+1 \quad k=\pm 1;\pm 2;\dots \quad (1.3.2)$$

ahol: n egész szám, az egy hálózati perióduson belüli kapcsolások számának hatoda.

A feszültség felharmonikusok amplitúdói analitikusan kifejezhetők [1-S1]:

$$U_1 = U \cdot \gamma \quad U_v = \frac{U}{k\pi} \sin(k\pi \cdot \gamma) \quad (1.3.3)$$

ahol γ a relatív bekapcsolási viszony és U a tápláló szinuszos feszültség amplitúdója.

1.3.4. A feszültség inverter és az ISZM váltakozóáramú szaggató összehasonlítása

Az 1.3.1. fejezet alapján a ritkán induló közel állandó fordulatszámú hajtások esetén mindkét átalakító szóba jöhet. Ilyenkor járulékos veszteségeik összehasonlítása támpontot ad arra nézve, hogy energiatakarékos szabályozáshoz melyik optimális.

Ebből a szempontból két hely van, ahol különbség lehet: a járulékos motor veszteségekben és a teljesítményelektronika veszteségeiben. A két lehetőség összehasonlítását számításokon alapulva teszem meg, majd az eredményeket mérésekkel ellenőrzöm. Az összehasonlíthatóság feltétele, hogy a számítások és a mérések azonos (vagy legalább is hasonló) paraméterekkel történjenek.

1.3.4.1. Motor veszteségek

Mindkét esetre ugyanazt az impedancia szabályozáson alapuló energiatakarékos szabályozást alkalmazva a motor alapharmonikus veszteségei azonosak, csak a felharmonikus többlet veszteségek vizsgálándók. Az alapharmonikus frekvencia mindkét hajtásra 50Hz.

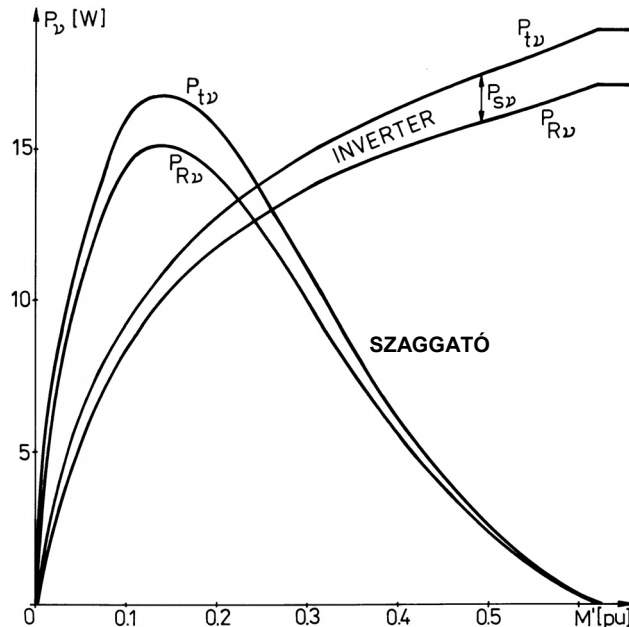
A számítási módszer:

A felharmonikus veszteségeket a felharmonikus feszültségekből és áramokból lehet számolni:

- A felharmonikus feszültségek szaggató esetén (1.3.3) alapján analitikusan számíthatók. A mérésekhez választott kapcsolási frekvencia (2,9kHz) esetén (1.3.2)-ben n nem lesz egész szám, de elfogadható közelítés, ha a hozzá legközelebbi egész számot választjuk a számításokhoz ($n=10$).
- Inverter esetén az (1.3.1) rendszámú felharmonikus feszültségek a szinuszos modulációnak megfelelő kapcsolási képből Fourier sorfejtéssel kiszámolhatók. (A feszültség amplitúdó változtatásakor végig szinuszos modulációt tételeztem fel, ami előnyös az inverterre nézve a veszteségek szempontjából.) Periodikus kapcsolási képet és (1.3.1) szerinti rendszámokat az m -re fentebb megadott feltétel esetén kapunk (hárommal osztható páratlan szám). A mérésekhez választható kapcsolási frekvencia (2,9kHz) esetén $m=2900/50=58$, amire a feltétel nem teljesül. Ezért a számításokhoz az ehhez legközelebbi, a feltételeknek megfelelő $m=57$ -et választottam.
- A felharmonikus feszültségek által okozott felharmonikus áramokat az aszinkronmotor adott felharmonikusra érvényes helyettesítő kapcsolásából kaphatjuk meg. A kalickás forgórészben a felharmonikusok nagy frekvenciája miatt a szkinhatást figyelembe kell venni. Ezt a jól ismert Rogowsky formulával közelítettem a kísérleti motor horony paramétereinek alkalmazásával. A mágnesező induktivitás telítés okozta változását közelítésekkel figyelembe vettem.

A számítás eredménye:

Az így kiszámított motor felharmonikus többletveszteségeket (P_{Rv} rotor, P_{tv} teljes) a kétféle táplálásra a terhelőnyomaték függvényében az 1.3.2. ábrán mutatom be. A szaggatós táplálásnak $\gamma=50\%$ bekapcsolási viszony esetén ($M \approx 0,14pu$) a legnagyobb a járulékos vesztesége. Kb. $0,2pu$ nyomaték alatt a szaggató okoz több felharmonikus veszteséget, de e terhelés felett sokkal jobb, mint az inverteres táplálás. Mindkét hajtás úgy van beállítva, hogy a használt energiatakarékos szabályozással $M=0,62pu$ nyomatéknál éri el a maximális feszültségét. E fölött az inverteres táplálás felharmonikus veszteségei állandók (és maximálisak), a szaggatóé pedig nulla.



1.3.2. ábra. A motor felharmonikus veszteségeinek összehasonlítása a kétféle táplálásra (számítás).

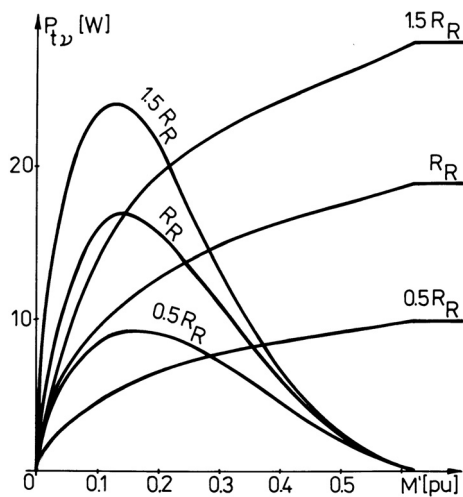
Annak eldöntésére, hogy a kétféle táplálás közül melyiket kedvezőbb választani a járulékos veszteségek és így az energiatakarékosság szempontjából, azt kell vizsgálni, hogy mennyit működik a hajtás $M=0,2pu$ nyomaték alatt és felett.

A motor paraméter érzékenység vizsgálata:

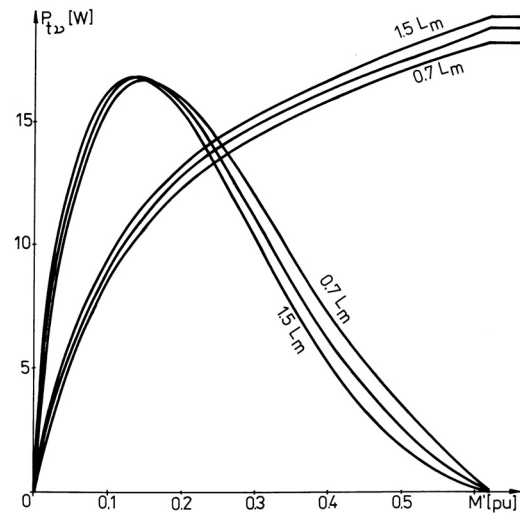
A számítások során az adott motor paramétereit használtam. Általánosítás céljából megvizsgáltam a veszteségekre leginkább ható és ténylegesen is viszonylag jelentősen változó motor paraméterek hatását a számítás eredményére. A névlegestől (az eddigi számításokban használt értékektől) való jelentős, mindkét irányú eltérésüket vizsgáltam. Csak a teljes járulékos veszteséget ábrázoltam a vizsgált esetekre.

Két paraméter változásának hatását vizsgáltam:

- A rotor ellenállás (R_R), amely nagy hatással van a járulékos veszteségek nagy részét kitevő rotor veszteségekre (1.3.3. ábra). A vizsgált $\pm 50\%$ -os eltérés a gyakorlatban előfordulható értéknél nagyobb a tendencia jobb megjelenítése céljából. Ahogy várható, a járulékos veszteség jó közelítéssel arányosan változik a rotor ellenállás értékével. Így a kétféle táplálás görbéinek metszéspontja is közel változatlan nyomaték értéknél maradt ($0,2pu$ és $0,3pu$ között).
- A mágnesezési (főmező) induktivitás (L_m). (1.3.4. ábra). Ennek hatására sokkal kisebb mértékben változik a járulékos veszteség, és így a kétféle táplálás görbéinek metszéspontja is.



1.3.3. ábra. A rotor ellenállás változásának hatása.



1.3.4. ábra. A mágnesező inductivitás változásának hatása.

A kétféle táplálás közti választást a görbék metszéspontja határozza meg. Mivel az alig módosult, az eredeti számítások alapján megállapítható határ ($M=0,2$ pu) általánosítható és kiterjeszthető különböző paraméterű és teljesítményű motorok széles skálájára.

1.3.4.2. A teljesítményelektronika veszteségei

Erre nézve csak a minőségi viszonyokat és tendenciákat vizsgálom meg.

A félvezetős berendezések veszteségei elsősorban vezetési és kapcsolási veszteségek. Mindkét veszteségfajtára egyértelműen megállapítható az a tendencia, hogy a szaggatóra nézve kedvezőbbek, annak választását támogatják:

- A vezetési veszteségek azonos teljesítmény (áram) és azonos tranzisztorok és diódák esetén elsősorban a vezetésben résztvevő félvezetők számától függenek. Szaggató esetén ez mindig két IGBT és két dióda. Inverter esetén pedig mindig három félvezető vezet (pl. két tranzisztor és egy dióda). De ha figyelembe vesszük az egyenirányító híd 2 vagy 3 diódájának vezetési veszteségeit is, az inverter vezetési veszteségei meghaladják a szaggatóét.
- A kapcsolási veszteségeket egyrészt a kapcsolatban résztvevő félvezetők száma, másrészt a vezetésbe belépő ill. kilépő elemeken megjelenő feszültség befolyásolja. Mindkét tényezőben jobb a szaggató:
 - Egy kapcsolási periódusban általában 6 félvezető vesz részt az inverterben, 4 félvezető a szaggatóban.
 - Az inverterben a nem vezető elemeken állandóan az egyenfeszültség jelenik meg. A szaggató nyitott félvezetőinek feszültsége pedig szinuszosan változik nulla és a hálózat vonali feszültségének csúcsértéke között. Ráadásul az IGBT bekapcsolási vesztesége sokkal nagyobb a kikapcsolásinál [1-S1], és a szaggatónál ezt csökkenti jelentősen (ideálisan nullára) az a tény, hogy IGBT-inek bekapcsolásakor az áram megindulása a bekapcsolás után késleltetve történik, gyakorlatilag nulla feszültséggel az IGBT-n.

1.3.4.3. Mérési eredmények

Az elméleti vizsgálatok és eredmények igazolására méréseket végeztem az 1.3.I. táblázatban specifikált inverterről valamint a saját fejlesztésű IGBT-s váltakozóáramú

szaggatóról táplált fentebb megadott (1.3.II. táblázat) aszinkronmotoron. Számos közelítés és az ideálistól való eltérés (*dőlt betűkkel* jelölve a továbbiakban) azt eredményezi, hogy a cél az elméleti vizsgálatok alapján az optimális táplálási mód választására definiált ökölszabály minőségi, tendencia jellegű ellenőrzése lehet csak.

A kapcsolási frekvencia mindkét táplálási módnál a számításokhoz használt 2,9kHz volt, amit az inverteren beállítható legkisebb érték határozott meg (ez adja a legjobban kiértékelhető eredményeket). A táplálás alapharmonikus frekvenciája mindkét esetben 50Hz.

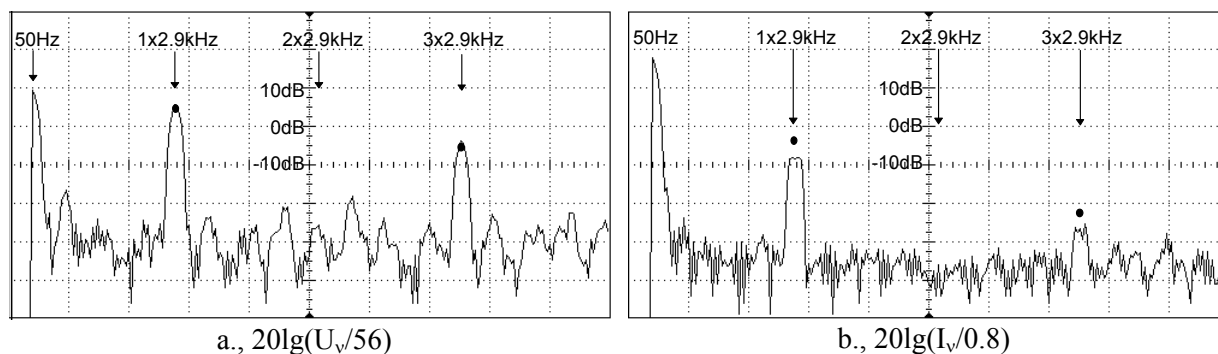
A mérésekhez használt inverter nem tartalmazza a javasolt energiatakarékos szabályozást. A megkívánt munkapontra vezérelten álltam rá az állítható $U_1(f_1)$ jelleggörbe módosításával. *A maximális alapharmonikus feszültség közelében a moduláció nem tökéletesen szinuszos.*

A motor felharmonikus többletvesztéseit próbáltam mérni. Amint a számítások eredményéből látszik (1.3.2. ábra) ez viszonylag kicsi, maximum 20W-os nagyságrendben van, ami 0,5%-a a motor névleges teljesítményének. Ennek pontos mérése nehézségekbe ütközik egyrészt kis értéke miatt, másrészt ha meg is mérjük a bemenő és kimenő teljesítmény különbségét, az az alapharmonikus veszteségeket is tartalmazza.

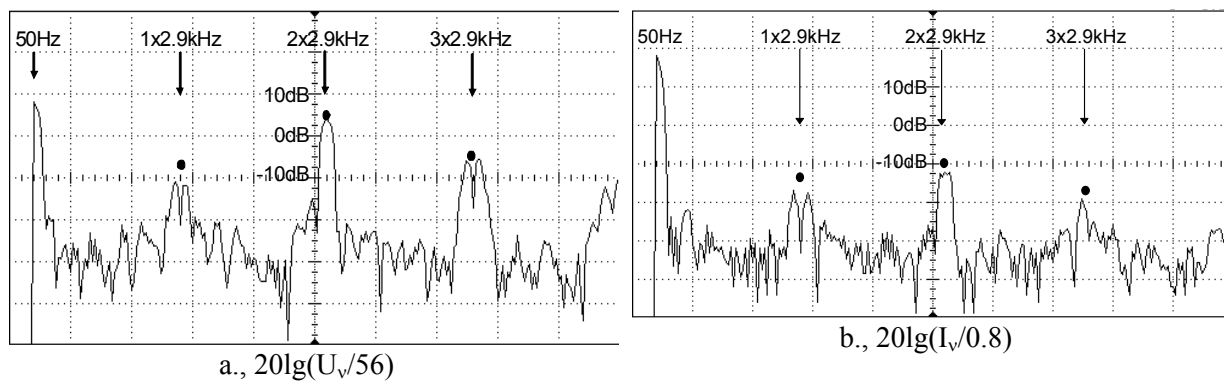
Az egyetlen szóba jöhető mérési módszer a mért felharmonikus feszültségekből és áramokból való számítás. A felharmonikusok mérésére egy HP546000 digitális oszcilloszkóp FFT szolgáltatását használtam. Sajnos ez csak a felharmonikusok amplitúdóját képes szolgáltatni, a fázisát nem. *A minőségi vizsgálatokhoz elegendő pontosságú áthidaló megoldásként a felharmonikusok fázisszögét az előzőekben ismertetett számításokból vettem.* Az elméleti vizsgálatok alapján az optimális táplálási mód választására definiált ökölszabály ellenőrzésére ez a megoldás elegendő pontosságúnak bizonyult.

Ezzel a módszerrel az összes felharmonikus nem mérhető a műszer átfogási tartománya miatt. *Ezért csak az (1.3.1)-ben és (1.3.2)-ben definiált felharmonikusok első három csoportját mértem és használtam.* Ez elfogadható közelítés, figyelembe véve a nagyobb rendszámú felharmonikusok kis értékét.

A tendencia ellenőrzésére pár munkapont mérése elegendő. Három munkapontban történt mérés: $M=0,03pu$; $0,14pu$; $0,31pu$. A mért felharmonikus spektrumok egy munkapontra az 1.3.5. és 1.3.6. ábrán láthatók. Ez a munkapont az, ahol a szaggatós táplálás esetén a felharmonikusok a legnagyobbak: $M=0,14$; $\gamma=0,5$. *A felharmonikusok mérésének pontosságát az is korlátozza, hogy az oszcilloszkóp logaritmikus léptékben képes megjeleníteni a spektrumokat.* Pontokkal megjelöltem a felharmonikusok számított értékeit is.



1.3.5. ábra. A váltakozóáramú szaggató felharmonikus spektrumai.

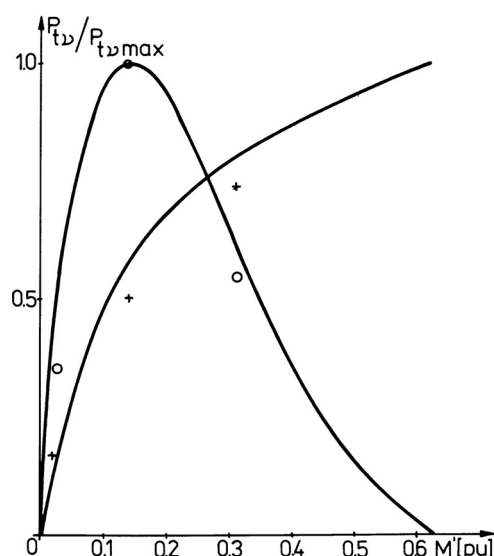


1.3.6. ábra. A feszültség inverter felharmonikus spektrumai.

A szaggatós táplálás spektrumai az 1.3.5. ábrán láthatók. (1.3.2) alapján a kapcsolási frekvencia körül két felharmonikust várnánk, de az oszcilloszkóp spektrális felbontása nem elegendő az egymáshoz túl közeli ($\Delta f = 2 \times 50\text{Hz}$) felharmonikusok megjelenítésére. Jól látható azonban, hogy $k=2$ -re (páros k -ra) nincs felharmonikus, ahogy azt (1.3.3) alapján is várható $\gamma=0,5$ esetén. A mért feszültség felharmonikusok amplitúdója viszonylag közel van a számított értékekhez. Ez kevésbé igaz az áramokra. Valószínűsíthetően ezt a számításoknál a szkin hatás számításának közelítése okozza.

Az inverteres táplálás spektrumai az 1.3.6. ábrán láthatók. Itt ahol távolabb vannak egymástól a felharmonikusok ($\Delta f = 4 \times 50\text{Hz}$), ott azok megkülönböztethetők a mért spektrumon is ($m \pm 2$; $3m \pm 2$).

A fentebb leírt módon a mért felharmonikusokból a felharmonikus többletvesztés számolható. A tárgyalt és *jelölt* közelítések és pontatlanságok miatt csak minőségileg hasonlíthatjuk össze a számított és mért értékeket. Ezért az abszolút teljesítmény értékek helyett azok maximumra vonatkoztatott relatív értékeit ábrázoltam az 1.3.7. ábrán. A három mért munkapontot a körök (szaggató) és a keresztek (inverter) mutatják. A mért és a számított görbék tendenciája azonos, ami bizonyítja az elmélet és a számítások alapján tett megállapítások helyességét: Ritkán induló, közel állandó sebességű hajtások esetén kb. 0,2 pu nyomaték felett, nagyobb kivezérléseken, a szaggatós táplálás kedvezőbb a járulékos veszteségek szempontjából.



1.3.7. ábra. A számított és mért felharmonikus veszteségek összehasonlítása.

Összefoglalás az 1.1., 1.2. és 1.3. fejezetekhez: 1. tézis (ISZM szaggató)

Rövid kifejtés:

Kidolgoztam az IGBT-s váltakozóáramú ISZM szaggató új vezérlési elveit, feltártam alkalmazásának új lehetőségeit. a) **Vezérlés:** Új, a teljes tartományban működő vezérlési elvet dolgoztam ki és valósítottam meg a kapcsolóelemek vezérlésére, kiegészítve a túláramvédelem/kikapcsolás problémájának megoldásával. b) **Kompenzálás:** Több módszert dolgoztam ki és valósítottam meg a hálózati feszültségben lévő aszimmetria és felharmonikusok kompenzálására. A módszerek fokozatos javításával kidolgoztam a legkedvezőbb megoldást. c) **Energiatakarékosság:** Kidolgoztam az aszinkronmotoros hajtások feszültség szabályozással elérhető energiatakarékos működésére használható teljesítményelektronikai kapcsolások kiválasztásának elvi alapjait.

Részletes kifejtés:

Kidolgoztam az IGBT-s váltakozóáramú ISZM szaggató új vezérlési elveit, feltártam alkalmazásának új lehetőségeit, amelyhez a következő módszereket, eszközöket és elveket dolgoztam ki és azokkal a következő új eredményekre jutottam:

1a. Vezérlés:

Új, a teljes tartományban működő vezérlési elvet dolgoztam ki és valósítottam meg az IGBT-s ISZM vezérlésű váltakozóáramú szaggató kapcsolóelemeinek vezérlésére. Ennek kiegészítéseként *megoldást adtam a szaggató túláram védelme és kikapcsolása során fellépő nagy áramok problémájára*. A megoldások működését a megvalósított berendezésen mérésekkel bizonyítottam. [1-S1], [1-S2], [1-S3], [1-S5], [1-S6], [1-S8] (1.1. fejezet).

1b. Az aszimmetria és a felharmonikusok kompenzálása:

Több módszert dolgoztam ki és valósítottam meg a hálózati feszültségben lévő aszimmetria és felharmonikusok kompenzálására. Kimutattam, hogy *az IGBT-s váltakozóáramú szaggató erre a célra is sokkal jobban használható, mint a hagyományos tirisztoros változat (felharmonikus szűrésre csak ez használható)*. A módszerek kifejlesztése több lépésben történt, egymásra épülve, fokozatosan javítva tulajdonságaikat, kiterjesztve hatásukat és *végül kidolgozva a legkedvezőbb megoldást*. Kimutattam, hogy *a v rendszámú kompenzált felharmonikusokból* (ide értve az aszimmetria esetén megjelenő negatív sorrendű összetevőt is $v=-1$ -es rendszámmal) *főként $-v+2$ rendszámú felharmonikus lesz*. A kompenzációs elvek működését a megvalósított berendezésen mérésekkel bizonyítottam. [1-S3], [1-S9], [1-S10], [1-S11] (1.2. fejezet).

1c. Összehasonlítás energiatakarékosság szempontjából:

Kidolgoztam az aszinkronmotoros hajtások feszültség szabályozással elérhető energiatakarékos működésére használható teljesítményelektronikai kapcsolások kiválasztásának elvi alapjait, amelyek *megadják azok célszerű alkalmazási területeit*. A vizsgált kapcsolások az ISZM feszültség inverter és az ISZM váltakozóáramú szaggató voltak. A választás alapja az elérhető energiamegtakarítás optimalizálása. *Kiadódott, hogy a közel állandó sebességű, ritkán induló hajtások energiatakarékos szabályozására nagyobb kivezérléseken a szaggató megoldás egyértelműen kedvezőbb, mint az inverteres táplálás*. A vizsgálatok során a komplex rendszert vettem figyelembe. Kitértem a paraméterérzékenységre is: *a kapott eredményekkel kiterjesztettem és általánosítottam az elv alkalmazhatóságát motor típustól és teljesítmény tartománytól függetlenül*. Az elvek alátámasztására méréseket végeztem, amelyek igazolták a

számításokból kiadódó tendenciákat és elveket. [1-S1], [1-S3], [1-S4], [1-S5], [1-S6], [1-S7] (1.3. fejezet).

Irodalomjegyzék az 1.1., 1.2. és 1.3. fejezetekhez

Irodalmi előzmények

- [1-1] Hunyár, M.: *Aszinkronmotorok vezérlése primer oldali antiparalel kapcsolású tirisztorpárokkal*, Elektrotechnika, 63. évf. 5-6. szám, pp189-200. (1970)
- [1-2] Mozder, A.JR.-Bose, B.K.: *Three-Phase AC Power Control Using Power Transistors*, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-12, pp499-505, Sept/Oct. (1976)
- [1-3] Oyama, I.-Profumo, F.-Muljadi, E.-Lipo, T.A.: *Design and Performance of a Digitally Based Voltage Controller for Correcting Phase Unbalance in Induction Machines*, Ind. Appl. Soc. Annual Meeting Proc., pp578-583. Pittsburg (1988)
- [1-4] El-Sayed, M.-Hunyár, M.-Halász, S.-Schmidt, I.: *Energy-Saving Controllers of Induction Motors*, in Proceedings of the 6th Power Electronics Conference, Budapest. pp119-124. (1990)
- [1-5] Hunyár, M.: *Controlling Problems of the Energy-Saving Induction Motor Drive*, SÄHKÖ-TELE, Vol.64. pp.24-28. March. (1991)
- [1-6] Bruneli, B.-Casadei, D.-Serra, G.: *T-shaped LIM Driven by a Three-Phase PWM AC Chopper*, in Proceedings of the Conference EPE'91, Florence, Vol.I. pp493-498. Sept. (1991)
- [1-7] Casadei, D.-Grandi, G.-Serra, G.: *Analysis of a Three-Phase PWM AC Chopper for Variable-Voltage Control of Induction Motors*, in Proceedings of the Conference ACEMP'92, Kudasadi, Vol.I. pp744-749. May (1992)
- [1-8] Campos, A.-Joos, G.-Ziogas, P.-Lindsay, J.: *Analysis and Design of a Series Voltage Compensator for Three-Phase Unbalanced Sources*, IEEE Trans. on Ind. Electr., vol.39. No.2. pp159-167. (1992)

Az 1. tézishez kapcsolódó saját publikációk

Könyv:

- [1-S1] Hunyár, M.-Kovács, K.-Németh, K.-Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**: *Energiatakarékos és hálózatbarát villamos hajtások*, Egyetemi tankönyv, ISBN 963 420 569 0. Műegyetemi Kiadó, Budapest, p490. (1997)

Folyóirat:

- [1-S2] **Veszprémi, K.**-Hunyár, M.-Schmidt, I.: *Impulzusszélesség-modulált váltakozóáramú szaggatóról táplált aszinkronmotoros hajtás túláramvédelme*, ELEKTROTECHNIKA (BUDAPEST), **90**:(9), pp360-362. (1997)
- [1-S3] Hunyár, M.-**Veszprémi, K.**: *Pulse width modulated IGBT AC chopper*, Periodica Politecnica-Electrical Engineering, **45**:(3-4), pp159-178. (2001)

Konferencia cikk:

- [1-S4] Halász, S.-Hunyár, M.-Molnár, T.-**Veszprémi, K.**-Vincze, K.: *Power Saving in the VSI-Fed Induction Motor Drive*, Proc of the Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, ACEMP'92, Kusadasi, Törökország, vol.1. pp5-10. (1992)
- [1-S5] Hunyár, M.-Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**-Molnár, T.-Gál, J.: *Analysis of Control Strategy of Energy-Saving Induction Motor Drive Fed by Three-Phase PWM AC Chopper*, Proc of the International Conference on Electrical Machines, ICEM'94, Paris, Franciaország vol 3. pp257-262. (1994)
- [1-S6] Hunyár, M.-Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**-Molnár, T.: *Performance Analysis of an Energy-Saving IGBT PWM AC Chopper-Fed Induction Motor Drive Controlled by DSP*, Proc of the Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, ACEMP'95, Kusadasi, Törökország, vol.1. pp327-332. (1995)
- [1-S7] Hunyár, M.-Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**-Molnár, T.: *Inverter or AC Chopper? - Comparative Study Concerning Energy-Saving in Induction Motor Drives*, Proc of the International Conference on Electrical Machines, ICEM'96, Vigo, Spanyolország, vol.I. pp225-230. (1996)
- [1-S8] **Veszprémi, K.**-Hunyár, M.-Schmidt, I.: *Overcurrent Protection of a PWM AC Chopper-Fed Induction Motor Drive*, Proc of the Internatioms Power Electronics and Motion Control Conference, PEMC'96, Budapest, Magyarország, vol.3. pp203-207. (1996)
- [1-S9] Hunyár, M.-**Veszprémi, K.**: *Aszimmetrikus hálózati feszültség kompenzálása ISZM váltakozóáramú szaggatóval*, Proc of the Energiahatékonyság, energiapiac és környezetvédelem az ezredfordulón, Nemzetközi Konferencia, Eger, Magyarország, pp345-352. (1999)
- [1-S10] Hunyár, M.-**Veszprémi, K.**: *Compensation of Unbalanced Supply Voltage by Three-Phase PWM AC Chopper*, Proc of the 3rd Chinese International Conference on Electrical Machines and Drives, CICEM'99, Xi'an, Kína, vol.II. pp776-779. (1999)
- [1-S11] **Veszprémi, K.**-Hunyár, M.: *New Application Fields of the PWM IGBT AC Chopper*, Proc of the 8th IEE International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, PEVD'2000, London, Egyesült Királyság, pp46-51. (2000)

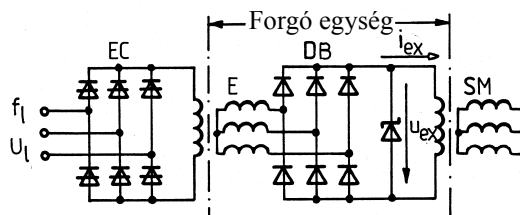
Az 1. tézishez kapcsolódó saját publikációkra történt független hivatkozások összesített száma: **21**

1.4. Szinkrongép kefenélküli gerjesztőjének táplálása feszültségszabályozón keresztül

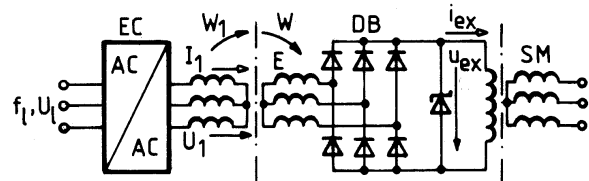
Az impulzus szélesség modulációs (ISZM) vezérlésű váltakozóáramú szaggató másik perspektivikus alkalmazási területe a tekercselt forgórészű szinkrongépek forgótranszformátoros kefenélküli gerjesztőjének táplálása [1.4-5], [1.4-6], [1.4-S2]-[1.4-S9]. Ezek általában nagy teljesítményű gépek, a veszteségek csökkentése és a kihasználtság növelése az optimalizálás irányába hat. Vizsgálataim ezekre irányultak.

1.4.1. A kefenélküli gerjesztés elve, megvalósítási lehetőségei

Az utóbbi időben a tekercselt forgórészű szinkrongépek nagy részét *kefenélküli gerjesztéssel* készítik [1.4-3]. A gyakorlatban az 1.4.1. és 1.4.2. ábrán látható kétféle megoldás terjedt el. Az 1.4.1. ábrán kifordított szinkrongenerátor, az 1.4.2. ábrán forgótranszformátor (tekercselt forgórészű aszinkrongép) az E gerjesztő-gép. Az SM szinkrongépet mindkét esetben az E gerjesztő-gép háromfázisú forgórészéhez csatlakozó DB diódás egyenirányító gerjeszti. Mivel a DB diódás híd együtt forog a szinkrongép forgórészével, így a gerjesztő-tekercssel közvetlenül, csúszógyűrűk nélkül összeköthető. Ez az ún. kefenélküli, forgódiódás gerjesztés. A diódás híd ből adódóan mindkét kapcsolásra jellemző, hogy forszírozni csak a gerjesztő-áram növekedését lehet, csökkenését nem. Hálózati szinkrongéphez mindkét megoldás, fordulatszám szabályozott szinkrongéphez (pl. áramirányítós szinkronmotorhoz) az 1.4.2. ábra szerinti változat alkalmazható, mivel álló állapotban csak ez képes gerjesztésre. A következőkben a forgótranszformátoros változattal foglalkozok.



1.4.1. ábra. Forgódiódás szinkrongenerátor.



1.4.2. ábra. Forgódiódás forgótranszformátor.

Az 1.4.2. ábrában a gerjesztő-gépet az EC jelű háromfázisú szaggató táplálja. A háromfázisú szaggató felépíthető tirisztor párokból (1.1.1. ábra), vagy IGBT tranzisztorokból (1.1.2. ábra). A gerjesztő-áramot a szaggató kimeneti feszültségének U_1 alapharmonikusa szabja meg, ami tirisztoros szaggatónál $f_c = 50\text{Hz}$ frekvenciájú gyújtásvezérléssel, tranzisztorosnál nagyfrekvenciás ISZM vezérléssel változtatható.

1.4.2. A járulékos veszteségek számítása és összehasonlítása tirisztoros és IGBT-s szaggató esetén

A szinuszos tápláláshoz képesti járulékos veszteségek két forrása a két áramirányító: EC és DB. Ha EC nagy kapcsolási frekvenciával működő ISZM vezérlésű váltakozóáramú szaggató, akkor az E gerjesztő-gép táplálása gyakorlatilag szinuszos (feszültsége kis mértékű szűréssel szinuszosá tehető), ilyenkor a járulékos veszteségek szempontjából csak a DB diódás híd hatását kell vizsgálni.

Tirisztoros szaggató alkalmazásakor az is jelentős járulékos veszteség forrás, hatását nem lehet elhanyagolni. Az újabb áramirányító léte számos problémát okoz a működés „pontos” vizsgálatánál:

- Az E gerjesztő-gép mindkét oldala áramirányítóra kapcsolódik, mindkettő működését figyelembe kell venni.
- A két oldal alapharmonikus frekvenciája tipikusan különböző. Periodikus megoldás csak diszkrét frekvenciákra létezik.
- A félvezetők gyújtási (vezetési) és kialvási feltételei különféle koordináta-rendszerekben értelmezettek, nem vizsgálhatók közös koordináta-rendszerben.

A rendszer erősen nemlineáris és összetett [1.4-7], [1.4-8], [1.4-10]. E nehézségek miatt célszerű az egyszerűbb vizsgálatokhoz egy egyszerűsített számítási modell kidolgozása megfelelő (akár jelentős elhanyagolásokat tartalmazó) közelítések alkalmazásával. A pontos számítás is szükséges (diszkrét munkapontokban) a közelítő módszer ellenőrzésére, a paraméterek beállítására, finomítására.

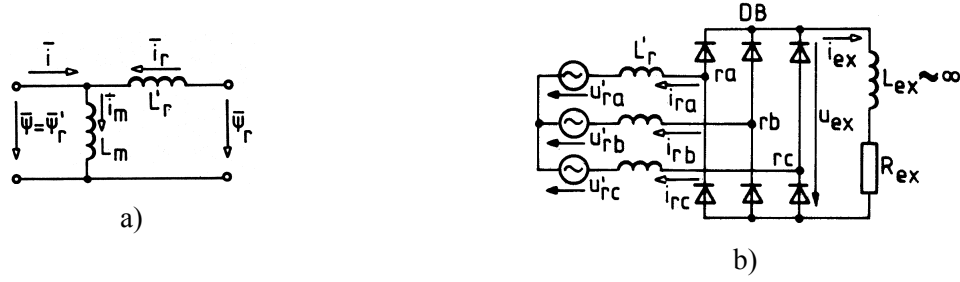
1.4.2.1. A járulékos veszteségek közelítő számítása

[1.4-S6]

Egyszerűsített modellt alkottam a tirisztoros szaggatós táplálás járulékos veszteségeinek számítására, felhasználva a klasszikus áramirányító elméletet. A vizsgálatok csak a gerjesztőgép veszteségeire vonatkoznak. Kiadódott a várt eredmény, hogy a tirisztoros szaggatós táplálás járulékos vesztesége nagyobb az IGBT-s szaggatós táplálásénál, a mérték tisztázása az új eredmény. Az IGBT-s változat alkalmazása javasolt.

a) A diódás híd járulékos veszteségei

Az U_1 feszültség egyben a gerjesztő-gép $f_1=f_\ell$ frekvenciájú, illetve $\omega_1=2\pi f_1$ körfrekvenciájú tápfeszültség alapharmonikusának amplitúdója. (A továbbiakban is, ha külön nem jelölöm, a mennyiségek alapharmonikusát amplitúdójukkal adom meg. A használt effektív értékek vektoros effektív értékek.) $W_1=\omega_1/p$ a mező szög-sebessége a p póluspárú gerjesztő-gépben, W a szinkrongép és a gerjesztő-gép forgórészének a közös szögsebessége, $S=(W_1-W)/W_1$ a gerjesztő-gép szlipje. Az E gerjesztő-gép állórész ellenállását elhanyagolva a kapocsfeszültség megegyezik az indukált feszültséggel: $U_1=U_{11}=\omega_1\Psi_1$. Ha az alapharmonikus állórész feszültség U_1 =állandó, akkor az E gerjesztő-gépben $\Psi_1=U_1/\omega_1$ =állandó az állórész tekercs-fluxus, illetve állandó a $\Psi_r'=\dot{a}\Psi_1$ rotorköri tranziens tekercs-fluxus alapharmonikusa (\dot{a} a forgótranszformátor áttétele álló állapotban). Ez a fluxus a gerjesztő-gép háromfázisú forgórészében álló állapotban $U_{r0}=\omega_1\Psi_r'=\dot{a}U_{11}$ amplitúdójú és f_1 frekvenciájú, forgó állapotban $U_r'=\omega_r\Psi_r'=\dot{a}U_{11}=SU_{r0}$ amplitúdójú és $\omega_r=S\omega_1$ körfrekvenciájú alapharmonikus feszültséget indukál. A következőkben $\dot{a}=1$ -gyel számolunk, ekkor a gerjesztő-gép rotorra redukált fluxusos, Park-vektoros helyettesítő vázlatát az 1.4.3a ábra mutatja. A gerjesztő-gépben a mezőt az SM szinkrongép és az E gerjesztő-gép közös W szögsebességével szemben célszerű forgatni, hogy $S\geq 1$ legyen. Ahhoz, hogy ez mindkét forgásiránynál teljesüljön, a forgásiránytól függően E állórészének a táplálásánál fázissorrendet kell váltani. Mivel egyszerre kell fázissorrendet váltani a szinkrongépben és a gerjesztő-gépben, így ezt egy közös fázissorrend logika vezérelheti. A gerjesztő-gép forgórészének feszültség igénybevételére tekintettel célszerű a maximális szlipet $S_{\max}\approx 2$ -re korlátozni. Ha a szinkrongép $f_\ell=50\text{Hz}$ -nél nagyobb frekvenciával is üzemel, akkor szokás a gerjesztő-gépet a szinkrongépnél kisebb pólusszámúra választani.



1.4.3. ábra. Forgótranszformátoros gerjesztő helyettesítő vázlatai:

a) gerjesztőgép fluxusos helyettesítő vázlata, b) gerjesztő egység helyettesítő vázlata.

Nagyfrekvenciás IGBT-s szaggatót feltételezve gyakorlatilag szinuszos a táplálás és a forgórészben is szinuszos $u'_{ra}, u'_{rb}, u'_{rc}$ fázisfeszültségek indukálódnak. Így állandósult üzemben a forgórészben indukálódó feszültségek Park-vektora körforgó:

$$\bar{u}_r' = U_r' e^{j\omega_r t} = S U_{ro} e^{jS\omega_1 t} \approx S a U_1 e^{jS\omega_1 t}. \quad (1.4.1)$$

A gerjesztő-kör L_{ex} induktivitását végtelen nagynak véve sima a gerjesztő-áram: $i_{ex}(t) = I_{ex}$. Az $S \geq 1$ szlip miatt 50Hz-nél nagyobb az $f_r = S f_1$ rotorköri frekvencia, és ezáltal a DB diódás híd kommutációja szempontjából E rotor ellenállása elhanyagolható az L_r' rotorköri tranziens induktivitás mellett. E közelítésekkel a forgótranszformátoros kefenélküli gerjesztőre a 1.4.3b helyettesítő ábrát kapjuk és erre állandósult állapotban alkalmazható a klasszikus áramirányító elmélet [1.4-4], [1.4-10].

A DB-vel táplált gerjesztő-kör alapösszefüggései:

A DB hídkapcsolású diódás egyenirányítónak három (I, II és III) üzemállapota, munkatartománya van. Az I tartományban $\alpha = 0^\circ$ a gyújtásszög és $0^\circ \leq \delta \leq 60^\circ$ a fedési szög, a II tartományban $\delta = 60^\circ$ fedési szög mellett $0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$ szögű látszólagos gyújtáskésleltetés alakul ki, a III tartományban $\alpha = 30^\circ$ a gyújtásszög és $60^\circ \leq \delta \leq 120^\circ$ a fedési szög. Normális üzemben DB az I-es és esetleg a II-es tartományban dolgozik. Az alábbiakban megadott összefüggések erre a két tartományra érvényesek. A gerjesztő-feszültség U_{ex} és a gerjesztő-áram I_{ex} középértéke és az $R_{ex} = U_{ex}/I_{ex}$ gerjesztő-köri ellenállás:

$$U_{ex} = S U_{exo} \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \delta)}{2}; \quad I_{ex} = \sqrt{3} I_z \frac{\cos \alpha - \cos(\alpha + \delta)}{2}; \quad (1.4.2a,b)$$

$$U_{exo} = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} U_{ro}; \quad I_z = \frac{U_r'}{\omega_r L_r'} = \frac{U_{ro}}{\omega_1 L_r'}; \quad (1.4.2c,d)$$

$$R_{ex} = S R_{exo} \operatorname{ctg} \frac{\delta}{2} \operatorname{ctg}(\alpha + \frac{\delta}{2}); \quad R_{exo} = \frac{3}{\pi} \omega_1 L_r'. \quad (1.4.2e,f)$$

Itt U_{exo} az állóállapotú üresjárási gerjesztő-feszültség, I_z a rotor ellenállást elhanyagoló zárlati forgórész áram, $\omega_1 L_r'$ a rotorköri tranziens reaktancia, R_{exo} az álló gerjesztő-gép fedésből adódó belső ellenállása. Adott α gyújtásszögnél a gerjesztő-feszültség az $U_{ex} = S U_{exo} \cos \alpha - S R_{exo} I_{ex}$ összefüggéssel is számítható. Az I_{ex} gerjesztő-áram (1.4.2b,d) szerint folyamatosan az $U_1 \approx U_{ro}$ tápfeszültséggel, az EC jelű háromfázisú szaggatóval változtatható. Adott tápfeszültségnél ($U_{ro} = U_{1l} \approx U_1 = \text{const.}$ -nál) az I_{ex} gerjesztő-áram csak az α és δ szögektől függ. Ugyanekkor az U_{ex} gerjesztő-feszültség és az R_{ex} ellenállás ezenkívül még az S szlippel is arányos.

A későbbi vizsgálatokhoz és általánosításhoz a III munkatartomány összefüggéseit is felírom [1.4-4]. Ebben a tartományban $\alpha=30^\circ$, a fedés két részből áll: egy $0^\circ \leq \delta_s \leq 60^\circ$ szögű rövidzárási tartományból (mind az egyenkör, mind a három fázis rövidre van zárva), és egy $60^\circ \geq \delta^* \geq 0^\circ$ szögű kétfázisú vezetésből. A fedések átlapolódnak δ_s szöggel, $\delta_s + \delta^* = 60^\circ$. A feszültség és áram összefüggései:

$$U_{\text{ex}} = S U_{\text{exo}} \sqrt{3} \frac{1 - \cos \delta^*}{2}; \quad I_{\text{ex}} = I_z \frac{1 + \cos \delta^*}{2}. \quad (1.4.3a,b)$$

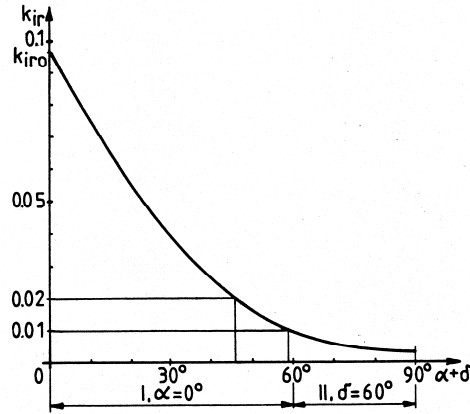
A diódás egyenirányítás miatt a gerjesztő-gép forgórész és állórész árama nem-szinuszos. A forgórész áram \bar{I}_{r1} alapharmonikusa, I_{reff} effektívértéke, a felharmonikus forgórész áramok eredő ΔI_{reff} effektívértéke és a k_{ir} forgórész áramtorzítási tényező az alábbiak szerint számítható az I és II tartományban:

$$\bar{I}_{r1} = \frac{3}{2\pi} I_z (j\delta - j\sin \delta e^{-j(2\alpha+\delta)}) = I_{r1} e^{j\varphi_{r1}}; \quad (1.4.4a)$$

$$I_{\text{reff}}^2 = I_z^2 \left\{ (1-A)(1 - \cos \delta) + \frac{3}{\pi} \left[(1+A + \cos \delta) \frac{\delta}{2} - \left(1 + \frac{A}{2}\right) \sin \delta \right] \right\}; \quad (1.4.4b)$$

$$A = \cos(2\alpha + \delta);$$

$$\Delta I_{\text{reff}}^2 = I_{\text{reff}}^2 - I_{r1}^2, \quad k_{ir} = \frac{\Delta I_{\text{reff}}^2}{I_{r1}^2}. \quad (1.4.4c,d)$$



1.4.4. ábra. Forgórész áramtorzítási tényező a kialvási szög függvényében.

A k_{ir} tényezőt az 1.4.4. ábra mutatja a I és II tartományban az $\alpha + \delta$ kialvási szög függvényében. A fedés elhanyagolásakor, $\delta=0^\circ$ esetében $k_{iro} = (\pi/3)^2 - 1 \approx 0,097$. A gyakorlatban figyelmen kívül hagyhatók az áram felharmonikusok a $k_{ir} < 0,02$, illetve az $\alpha + \delta > 46^\circ$ tartományban.

Az állórészben – a feltételezett $\dot{a}=1$ áttételre tekintettel – közelítőleg ugyanakkora felharmonikus áramok folynak mint a forgórészben, emiatt

$$\Delta I_{\text{eff}}^2 \approx \Delta I_{\text{reff}}^2, \quad I_{\text{eff}}^2 = I_1^2 + \Delta I_{\text{eff}}^2, \quad k_i = \frac{\Delta I_{\text{eff}}^2}{I_1^2}. \quad (1.4.5a-c)$$

Az állórész áram alapharmonikusa az 1.4.3a ábra alapján az $\bar{I}_1 = \bar{I}_m - \bar{I}_{r1}$ vektoros összegzéssel kapható. Adott munkapontban $k_i < k_{ir}$, mert $I_1 > I_{r1}$ az $I_m = \Psi_r' / L_m > 0$ mágnesező áram (1.4.3a ábra) miatt.

IGBT-s szaggató és nagyfrekvenciás ISZM vezérlés esetén kis szűréssel a forgótranszformátort tápláló feszültségek szinuszoszá tehetők. Ezért az (1.4.4c,d) és (1.4.5a,c) képletek jó közelítéssel megadják az IGBT-s szaggató esetén is a felharmonikusok által okozott többlet tekercsveszteségeket, amelyeknek viszonylagos értékét a továbbiakban k_{id} -vel jelölöm (1.4.5. ábra).

Kellemetlen, hogy a kefenélküli gerjesztés miatt a gerjesztő-áram közvetlenül nem mérhető, és az állórész áram a mágnesező áram miatt nem arányos vele. Így általában becsülni szokták [1.4-9], egy fajta módszerre én is tettem javaslatot [1.4-S6].

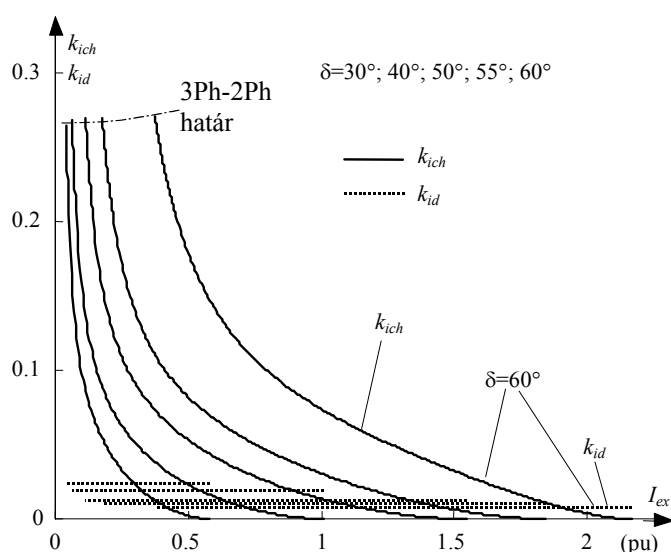
b) A tirisztoros szaggató járulékos veszteségei

A szakirodalomból ismeretes, hogy a külső rotorköri elemek nélküli tirisztoros szaggatóról táplált aszinkrongép (közelítő pontossággal) a szokásos L' , R' , \bar{u}' Park-vektoros helyettesítő vázlattal vizsgálható [1.4-1]. Az \bar{u}' feszültséggenerátor alapharmonikus frekvenciájú, így összevonható a szintén alapharmonikus hálózati feszültséggel. Így az aszinkrongép vizsgálata visszavezethető (az áramok és vezetési idők szempontjából) passzív háromfázisú R' - L' kör elemzésére.

Állandósult állapotban a hajtás kétféle üzemmódban működhet. Kisebb gyújtáskésleltetési szögek esetén háromfázisú és kétfázisú vezetési állapotok (3Ph-2Ph) váltakoznak, míg nagyobb gyújtáskésleltetési szögeken kétfázisú vezetések és árammentes állapotok (2Ph-0) követik egymást [1.4-2]. Közelítésként feltételezhető, hogy a forgótranszformátoros kefenélküli gerjesztő szintén helyettesíthető megfelelő pontossággal munkapontként valamilyen R' , L' és \bar{u}' elemekkel.

Ilyen kiindulásokkal kiszámolható a szaggató (chopper, ch index) által okozott többlet tekercsveszteségekre jellemző viszonyszám [1.4-1]], [1.4-S6]:

$$k_{ich} = \frac{\Delta I_{eff}^2}{I_1^2}. \quad (1.4.6)$$



1.4.5. ábra. A járulékos veszteségek viszonyszámai a gerjesztő-áram és a fedési szög függvényében.

Ezt ábrázoltam az 1.4.5. ábrán az I_{ex} gerjesztő-áram és a δ fedési szög függvényében a 3Ph-2Ph vezetési állapotra, együtt a diódás híd okozta k_{id} tényezővel.

A számításokhoz használt paraméterek (viszonylagos egységekben):

- Állórész és forgórész ellenállások: $R=R_r=0,05$;
- Állórész és forgórész szórási induktivitások: $L_s=L_{rs}=0,1$;
- Főmező induktivitás: $L_m=3$.

c) A két áramirányító veszteségeinek szuperpozíciója

A tirisztoros szaggató jelentős feszültség és áram felharmonikusokat okoz hosszabb 2Ph vezetési idők esetén. Áram felharmonikusok és többlet tekercsveszteségek szempontjából közelítésként szuperponálhatjuk a két áramirányító hatását. A szuperpozíció abból a szempontból indokolható, hogy a két áramirányító felharmonikusai eltérő frekvenciájúak. A szuperpozíció során feltételezzük a kétféle táplálás alapharmonikusainak azonosságát. Ez többek között azt jelenti, hogy a hátsó áramkörök (a diódás híd és a gerjesztő-kör) fedési szögtől függő egyenértékű ellenállásának és induktivitásának megfelelően kell a tirisztoros szaggató aszinkrongép helyettesítő vázlatában szereplő \bar{u}' feszültséget meghatározni.

A felharmonikusok szuperpozícióját bonyolítja és pontosságát csökkenti az a tény, hogy a forgórész kétfázisú vezetési ideje alatt az állórész áram felharmonikusok nem záródhatnak a forgórész és a gerjesztő-körön keresztül, az ottani áramgenerátoros táplálás miatt. A diódás híd fedése alatt azonban mindhárom állórész fázis kapcsolódik a forgórész kommutáló fázisaival valamilyen szöghelyzettől függő mértékben. Az

$$R'=R+R_r \text{ és az } L' \approx L_s+L_{rs} \quad (1.4.7)$$

helyettesítés csak a diódás híd III munkatartományának legvégén ($\delta_s=60^\circ$) ad pontos eredményt [1.4-4], mert ilyenkor δ_s időre a diódás híd mindkét oldalán folyamatban van a fedés, vagyis az aszinkrongép forgórész tekercsei rövidzárlatba kerülnek. A jelen számításokban vizsgált I munkatartományban ($\delta < 60^\circ$) feltétlenül

$$L'=L'(\delta) \quad (1.4.8a)$$

fedési szögtől függő induktivitású helyettesítő körrel kell számolni, ahol $L'(\delta)$ monoton növekszik δ csökkenésekor. A korábban elmondottak miatt a tényleges L' szöghelyzetfüggő és aszimmetrikus lenne a három állórész fázisra nézve, amelyet egy időben állandó és szimmetrikus induktivitással közelítünk. Az optimális közelítést legalább egy esetben mérés vagy pontos számítás alapján célszerű meghatározni (ld. a következő alfejezetben). Az 1.4.5. ábrán lévő k_{ich} viszonyszámot a következő függvényű induktivitással számoltam:

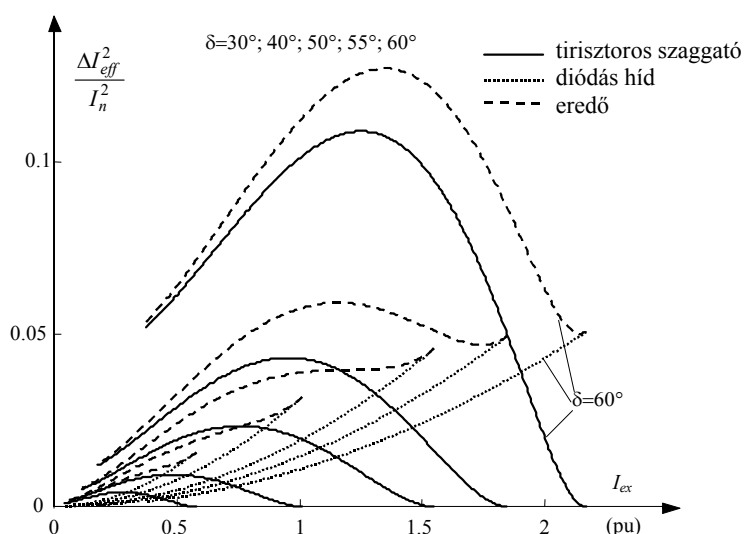
$$L'(\delta) = L - \frac{3\delta}{\pi}(L - L_s - L_{rs}), \quad (1.4.8b)$$

ahol L a teljes állórész induktivitás, L_s és L_{rs} az állórész illetve forgórész szórási induktivitás.

Az 1.4.5. ábrán lévő viszonyszámok a mindenkor alapharmonikus tekercsveszteségre viszonyítva adják meg a többletveszteséget. Méretezés (melegedés) szempontjából többet mond, ha a többletveszteséget rögzített alapra, a névleges szinuszos árammal számított tekercsveszteségre viszonyítjuk (1.4.6. ábra).

Az eredő görbék a két áramirányító által együttesen okozott többlet tekercsveszteséget ábrázolják. Nagy fedési szögeken és jelentős nagyságú I_{ex} áramnál a többletveszteség elérheti a 10%-ot, amelynek nagyobbik részét a tirisztoros szaggató okozza. A tirisztoros szaggató okozta felharmonikus többletveszteségek teljes kivezérlésnél nullára csökkennek, ez az üzem azonban tartósan nem fordulhat elő, mert az U_1 feszültségben tartalékra van szükség a

forszírozás és a kisebb fordulatszámokon való biztos üzemelés miatt. Az IGBT-s szaggató előnyös volta világos, hiszen ekkor a szaggató okozta veszteség rész elmarad. Az előnyök mérlegelésekor azonban figyelembe kell venni a vezetőirányú feszültségeséseket és veszteségeket is, amelyek a tranzisztoros szaggató esetén nagyobbak.



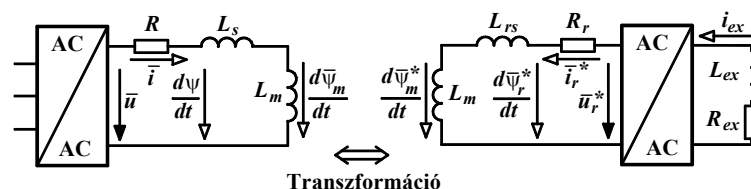
1.4.6. ábra. A járulékos veszteségek a névleges veszteségre viszonyítva.

1.4.2.2. A járulékos veszteségek pontos számítása tirisztoros szaggató esetén

[1.4-S7]

Pontos számítási módszert dolgoztam ki tirisztoros szaggatós táplálás működésének számítására diszkrét, periodikus megoldást adó fordulatszámokon. Megfelelő modell és módszer megalkotásával kiszámolom az áramok időfüggvényeit és azokból a járulékos veszteségeket. A számítási eredményekből a járulékos veszteségek pontosabb értéke kapható, a közelítő számítás eredményei és közelítésének jósága ellenőrizhetők és pontosíthatók. A pontos számítás eredményeit összehasonlítva a közelítő számítás eredményeivel, tisztáztam az áram felharmonikusok szuperpozíciójának hatását: Mivel a járulékos veszteségek szempontjából az azonos frekvenciájú felharmonikusokat vektorosan kell szuperponálni, azok erősíthetik és gyengíthetik is egymást.

A váltakozóáramú tirisztoros szaggatóról táplált forgódiódás, forgótranszformátoros gép egyenleteit háromfázisú Park-vektorok derékszögű összetevőivel írjuk fel. A szinkrongép-gerjesztő-gép gépcsoport fordulatszámát szigorúan állandónak feltételezve négy független energiatárolóval rendelkezik ez a rendszer. A szinkrongép gerjesztő-tekerésének induktivitása minden esetben összevonható az aszinkrongép megfelelő induktivitásával.



1.4.7. ábra. A rendszer helyettesítő vázlata.

Az aszinkrongépnek mind az álló, mind a forgórésze félvezetős táplálású. A kétoldali hullámosság miatt csak diszkrét fordulatszámokon alakul ki periodikus megoldás (amikor is a szlip racionális szám). A félvezetők kialakítási és vezetésbe lépési feltételei legegyszerűbben az u.n. természetes (saját) koordináta-rendszerben írhatók fel, nehézkes közös koordináta-rendszert használni. Az 1.4.7. ábrán bemutatott helyettesítő vázlat két oldala a saját

koordináta-rendszerben értelmezett: a baloldali az állórész x-y álló koordináta-rendszerben, a jobboldali a forgórész mutatja d-q rotorral együttforgó koordináta-rendszerben. Köztük a kapcsolatot a főmező fluxus transzformációjával teremtjük meg (1.4.12). A helyettesítő vázlat alapján a kiindulási feszültség-egyenletek a következők:

$$\bar{u} = \bar{i}R + L_s \frac{d\bar{i}}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_m}{dt} \quad (\text{x-y álló koordináta-rendszerben}), \quad (1.4.9)$$

$$\bar{u}_r^* = \bar{i}_r^* R_r + L_{rs} \frac{d\bar{i}_r^*}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_m^*}{dt} \quad (\text{d-q forgó rotor koordináta-rendszerben}). \quad (1.4.10)$$

A d-q koordináta-rendszerben lévő mennyiségeket csillagozással jelölöm.

Az állórész és a forgórész kapcsolatát teremti meg a

$$\xi = \xi_0 + \omega t \quad (1.4.11)$$

szög, amelyik a két koordináta-rendszer valós (x,d) tengelyei között mérhető.

A $\bar{\psi}_m$ főmező fluxus pl. forgó koordináta-rendszerből állóba való transzformálása esetében (fordítva hasonlóan):

$$\begin{aligned} \bar{\psi}_m &= \psi_{mx} + j\psi_{my} = \bar{\psi}_m^* e^{j\xi} = (\psi_{md} + j\psi_{mq})(\cos \xi + j\sin \xi), \\ \frac{d\bar{\psi}_m}{dt} &= \frac{d\bar{\psi}_m^*}{dt} e^{j\xi} + j\omega \bar{\psi}_m. \end{aligned} \quad (1.4.12)$$

Az állórészen feltételezésünk szerint háromfázisú (3Ph) és kétfázisú (2Ph) vezetési állapotok váltakoznak adott gyújtáskésleltetési szög esetén. 3Ph vezetéskor:

$$\bar{u} = U e^{j\omega_1(t+t_0)}. \quad (1.4.13)$$

Itt t_0 -val a szaggató gyújtáskésleltetési szöge vehető figyelembe.

A forgórészen I munkatartományt feltételezve fedési („c”) és nem fedési („n”) kétfázisú vezetési állapotok követik egymást. A 2Ph, „c” és „n” vezetési állapotokban a gépen kitüntetett irányokat találunk, a koordináta-rendszerek tengelyeit ezekhez rögzítjük:

- 2Ph állapotban az „x” (valós) tengelyt a vezető két fázis eredő gerjesztésének irányában, az „y” (képzetes) tengelyt erre merőlegesen, a „szakadt” fázis irányában vesszük fel.
- A forgórészen „n” vezetéskor hasonlóan járunk el a „d” és „q” tengelyekkel.
- Fedéskor („c”) a „q” tengelyt a fedésben résztvevő fázisok eredő irányában vesszük fel, míg a „d” tengely irányában folyó áram megegyezik a gerjesztő-kör felé folyó árammal.

Állapotváltozóknak választjuk a négy áramösszetevőt:

$$\underline{x}^T = [i_x \quad i_y \quad i_{rd}^* \quad i_{rq}^*]. \quad (1.4.14)$$

Ha a gerjesztő-kört „egyenértékű” háromfázisú kapcsolássá alakítjuk át $\{L_{exc}=(2/3)L_{ex}, R_{exc}=(2/3)R_{ex}, L_{exn}=(1/2)L_{ex}, R_{exn}=(1/2)R_{ex}\}$, akkor pl. „c” fedési állapotban a rotor feszültség összetevői:

$$\begin{aligned} u_{rd}^* &= -i_{rd}^* R_{exc} - L_{exc} \frac{di_{rd}^*}{dt}, \\ u_{rq} &= 0. \end{aligned} \quad (1.4.15)$$

2Ph vezetéskor az állórészen mindig $i_y=0$, míg „n” vezetéskor a forgórészen $i_q=0$ és

$$u_r^* = -i_{rd}^* R_{\text{exn}} - L_{\text{exn}} \frac{di_{rd}^*}{dt}. \quad (1.4.16)$$

Ezekben az üzemállapotokban a zérus áramú egyenletek elhagyhatók.

A gépegyenleteket átalakítjuk úgy, hogy rendezzük az állapotváltozók deriváltjaira a baloldalon. A jobboldalon pedig minden változót helyettesítjük az állapotváltozók természetes koordináta-rendszerben érvényes értékeivel. A behelyettesítéshez szükséges felhasználni a transzformációs egyenleteket.

Ilyen rendezés során a transzformáció miatt (1.4.12) új deriváltak jelennek meg a jobboldalon, amelyeket kiküszöböléses módszerrel el kellene távolítani onnan. A differenciál egyenletrendszer Runge-Kutta eljárással oldjuk meg. A túlzottan bonyolult egyenletek elkerülése céljából csupán egyetlen jól megválasztott egyenlet jobb oldalánál küszöböltük ki az állapotváltozók deriváltjait, míg a többiek a megoldás sorrendjében egyre több állapotváltozó deriváltját tartalmazhatják. Ugyanis az adott megoldási sorrendnél ezek már ismertek, behelyettesíthetők. A differenciál egyenletekben szöghelyzet függő induktivitások jelennek meg.

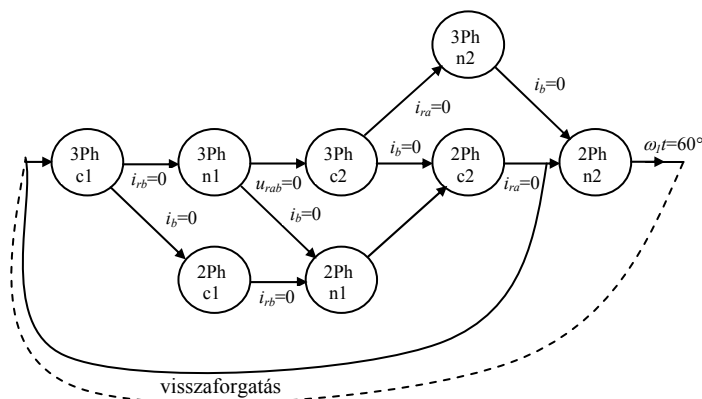
a) A megoldás lépései

A vezetési állapotok pontos időpontjának megállapításához a vezetésiállapot-váltás feltételét kell vizsgálni:

- Háromfázisú vezetések (3Ph, „c”) alatt figyelni kell mind az állórészen, mind a forgórészen a fázisáramok nullátmenetét (kialvását).
- Kétfázisú vezetések (2Ph, „n”) esetén a vezetésbe lépések időpontját kell meghatározni a gyújtáskésleltetés ill. az adott dióda nyitóirányú feszültségátmenetének figyelésével.
- A váltások pontos időpillanatát iterációval kell meghatározni.

Vezetésiállapot váltása után az új állapot differenciál egyenleteit és koordináta-rendszereit kell használni (koordináta transzformációk kellene).

Ezeket az automatikus változásokat addig folytatjuk, amíg eljut a folyamat ahhoz az időponthoz (alapharmonikus szögelforduláshoz), ahonnan a folyamatok és a Park-vektor pályák a szimmetria szabályai szerint már ismétlődnek. Ez pl. $s=1$ és $s=2$ -nél $\omega_1 t = 60^\circ$; ($s=2$ -nél a forgórészen két taktus játszódik le ez alatt), míg $s=1,5$ -nél $\omega_1 t = 120^\circ$ a szimmetria szög (ami alatt két állórész és három forgórész taktus játszódik le). Így nem kell a teljes periódus összes vezetési állapotának egyenletét és figyelendő feltételeit meghatározni, hanem egy ún. kvázi szinkron koordináta-rendszerben ugyanazokat a kvázi ismétlődő taktusokat számolhatjuk.



1.4.8. ábra. Egy lehetséges folyamat állapotábrája ($s=2$).

Egy lehetséges működési ciklus állapotábráját mutatom be az 1.4.8. ábrán $s=2$ -re. Számokkal is megkülönböztettem az első (1) és második (2) fedési („c”) és nem-fedési („n”) állapotot: c1, c2, n1, n2. A lehetséges utak között ezúttal nem tüntettem fel a közvetlen $c1 \rightarrow c2$ átmeneteket, amelyek már a diódás híd II munkatartományára jellemzőek (ezt most nem vizsgálom).

Az állapotváltozók szimmetria szögénél jelentkező vektorait visszaforgatva ellenőrizhető, hogy a kezdeti adatok kielégítették-e a periodikus megoldás feltételét. A kezdeti állapotváltozók módosítására többféle eljárás ismert, amellyel a periodikus állapotot „gyorsított” iterációval közelíthetjük meg. A szigorúan állandó w szögsebesség miatt periodikus megoldást csak a ξ_0 kezdeti rotorhelyzet megfelelő megválasztásával kaphatunk, amelyet így szintén be kell venni az iterációs eljárásba.

Megjegyezhető, hogy minél nagyobb taktusszámmal írhatók le a szimmetriát mutató Park-vektor pályaszakaszok, annál bonyolultabbá válik a folyamat állapotábrája. Pl. $s=1,5$ -nél kb. megduplázódik a lehetséges vezetési képek száma.

b) Számítási eredmények

A bemutatott munkapont adatai és a számításhoz használt paraméterek:

- $s=2$ (>1 hogy megfelelő feszültség álljon rendelkezésre)
- $U_1=2pu$ a forszírozás lehetővé tételére.
- $R_{ex}=3pu$. Megválasztásának szempontja: $I_{ex}=2pu$ legyen a szaggató teljes kivezérlésénél, és az I munkatartományban maradjunk ($\delta \approx 40^\circ < 60^\circ$).
- $L_{ex}=10$
- $I_{ex}=1pu$. névleges a munkapontban.

A munkapont ténylegesen ismételt állapotai az állapotábrán: 3Phc1-3Phn1-3Phc2-2Phc2. A záró 2Phn2 állapot hiányzik (a folytonos vonalnál van a visszaforgatás), ami azt mutatja, hogy a diódás híd II munkatartományának határának közelében vagyunk. A két fedési szög nem egyforma, a második sokkal nagyobb.

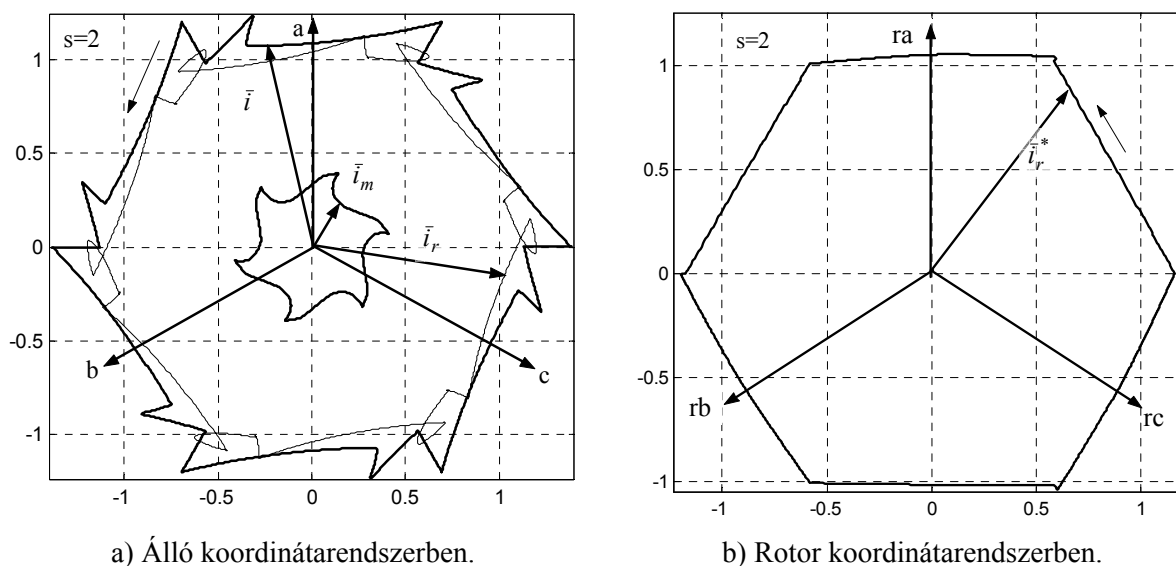
A Park-vektor pályák az 1.4.9. ábrán láthatók. Az állórész, a forgórész és a mágnesező áramot mutatja az a) ábra álló koordináta-rendszerben. A rotor áram a természetes (rotor) koordináta-rendszerben is látható a b) ábrán. A szimmetria szögek jól beazonosíthatók. Látható, hogy nagy hullámosság keletkezik mind a két oldalon.

Az 1.4.10. ábrán a munkapont áram időfüggvényei láthatók. Az összehasonlítás végett a szinuszos (IGBT-s) táplálás esetére is ábrázolva vannak az áramok. Jól látható a két fedési folyamat szögének aszimmetriája.

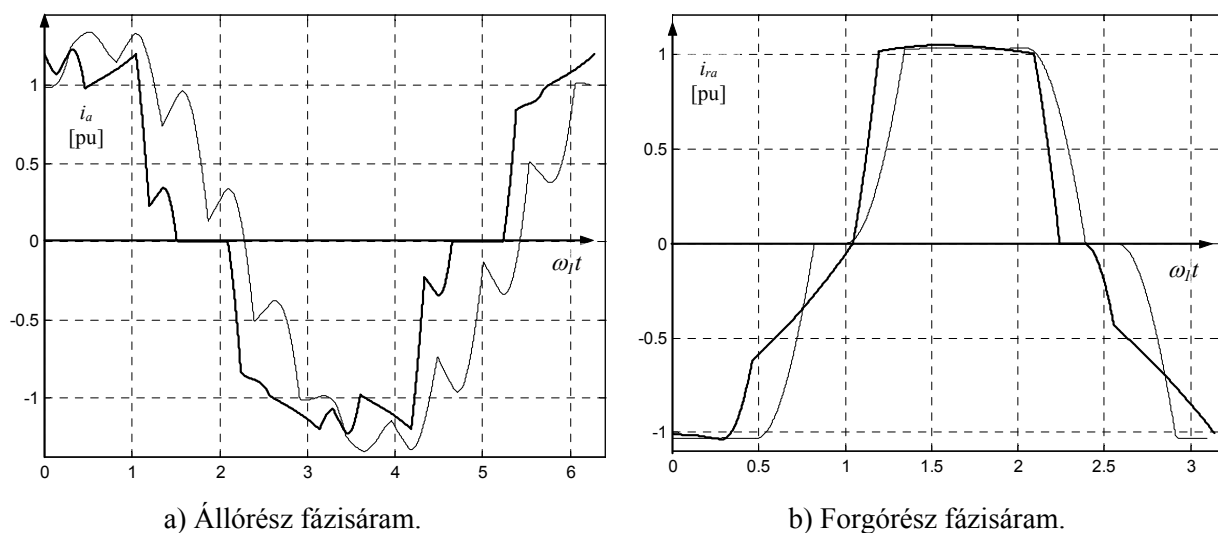
A pontos számítás elsődleges célja a közelítő számítás ellenőrzése volt. Ugyanazokat a paramétereket használva kiszámítottam a járulékos veszteségeket a gerjesztő-áram függvényében egy adott δ fedési szögre ($\delta=40^\circ$), és együtt ábrázoltam a közelítő számítás eredményével (1.4.11. ábra).

Megállapítások:

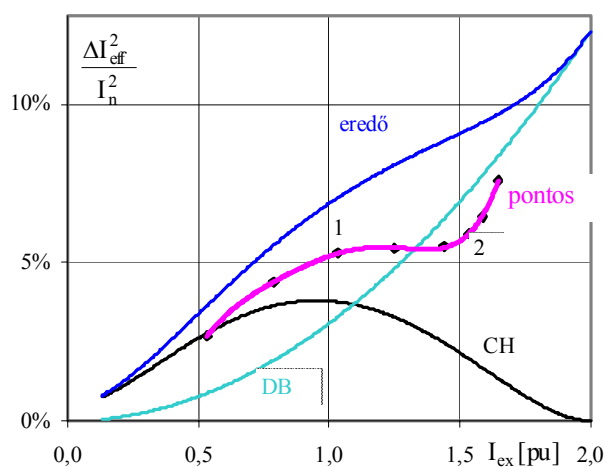
- A pontos számítás mindenhol kisebb eredő veszteséget számol (csak eredőt tud számolni). Ez az eltérés a számítások szerint csökkenthető a közelítő számítás fedésszög-függő L' induktivitás függvényének (1.4.8) hangolásával.
- Meglepő módon vannak pontok, ahol az eredő veszteség még a diódás híd veszteségénél is kisebb. Mivel annak közelítő számítása nem tartalmaz bizonytalan közelítést, ezt más okokkal kell magyarázni.



1.4.9. ábra. Az áramvektorok pályái.



1.4.10. ábra. Áram időfüggvények (a vékony vonal a szinuszos táplálás görbéje).



1.4.11. ábra. A járulékos tekercsveszteség a pontos és a közelítő számítással.

A közelítő számítás másik bizonytalanságot eredményező közelítése a szuperpozíció alkalmazása volt. Ez az eredmények ismeretében felülvizsgálandó.

c) Az áram felharmonikusok szuperpozíciója

Az állórész és a rotorkör felharmonikusai generálhatnak felharmonikusokat a másik oldalon is. A különböző frekvenciájú áram felharmonikusok nem hatnak egymásra, ezért a járulékos veszteségeik szuperponálhatók. A problémát az azonos frekvenciájú, különböző forrásból származó és várhatóan különböző fázisú áram felharmonikusok okozzák. Ezek szuperponálhatók, de vektorosan. Ez eredményezhet eredőben kisebb vagy nagyobb adott frekvenciájú felharmonikust, és neki megfelelő járulékos veszteséget. Az 1.4.11. ábrán látható 1-es pontban erősítik egymást, a 2-es pontban gyengítik egymást, így lehet az eredő veszteség még a DB diódás híd veszteségénél is kisebb. A bemutatott Park-vektorok és időfüggvények az 1-es pontnak felelnek meg. Az időfüggvényekből minőségileg egyértelműen látszik, hogy a szaggatós táplálás esetén (vastag vonal) nagyobb a felharmonikus tartalom, mint szinuszos tápláláskor (vékony vonal).

Vizsgáljuk meg az áramirányítók által tipikusan generált felharmonikusokat és azok hatását a gerjesztő-gép másik oldalára. Minden szögsebesség pozitív irányát egyformának vesszük fel.

Az áramirányítók által generált felharmonikusok rendszáma:

$$6k+1 \ (k=\pm 1; \pm 2; \pm 3; \dots) \rightarrow (-5; 7; -11; 13; -17; 19; -23; 25; \dots).$$

A rotorban lévő felharmonikusok által az állórészben generált felharmonikusok rendszáma:

$$v_s = \frac{v_r s w_1 + w}{w_1} = \frac{v_r s w_1 + (1-s)w_1}{w_1} = s(v_r - 1) + 1. \quad (1.4.17)$$

Az állórészben lévő felharmonikusok által a rotorban generált felharmonikusok rendszáma:

$$v_r = \frac{v_s w_1 - w}{s w_1} = \frac{v_s w_1 - (1-s)w_1}{s w_1} = 1 + \frac{v_s - 1}{s}. \quad (1.4.18)$$

A saját (áramirányító által generált) felharmonikusok rendszáma megegyezhet a másik oldal által indukált felharmonikus rendszámokkal. Ezt demonstrálja az 1.4.I. táblázat a vizsgált, periodikus megoldást adó diszkrét szlip értékekre ($s=1; 1,5; 2$):

1.4.I. táblázat. Egyező felharmonikus rendszámok a másik oldalon.

x: s=1 +: s=2 o: s=1.5		A rotorban							
		-5	7	-11	13	-17	19	-23	25
Az állórészben	-5	x							
	7		x						
	-11	+		x					
	13		+		x				
	-17			o		x			
	19				o		x		
	-23			+				x	
	25				+				x

Nem periodikus megoldás esetén nincs ilyen egyezés, a felharmonikus frekvenciák elcsúsznak egymáshoz képest. A járulékos veszteségek szempontjából egy hosszabb időre vett közepes effektív érték számítása használható.

1.4.3. Kefenélküli forgódíódás gerjesztő optimalizálása ISZM szaggatós táplálásnál

[1.4-S2], [1.4-S4], [1.4-S8], [1.4-S9]

Kidolgoztam az ISZM vezérlésű IGBT-s szaggatóról táplált kefenélküli gerjesztő optimalizálását a gerjesztő-gép kihasználtsága szempontjából. A kifejlesztett vizsgálati módszerek alkalmazásával a gerjesztő-gép optimális kihasználását biztosító illesztési szabályt dolgoztam ki a gerjesztő-gép és a szinkrongép gerjesztő-körének paramétereire. Hatékony mérőszámokat vezettem be a munkapontok minősítésére. Kimutattam, hogy optimum csak egy S_i szlipre lehetséges. Módszert dolgoztam ki adott szlip-tartományra átlagosan optimális S_i érték választására. A szlip változása gyakorlatilag a diódás híd tápláló feszültségének és frekvenciájának változását eredményezi. A kidolgozott elvek általánosíthatók minden olyan esetre, amikor egy áramgenerátoros egyenkörű diódás híd változó és változtatható nagyságú és változó frekvenciájú feszültséggel van táplálva.

A gerjesztő-gép közel szinuszos ISZM szaggatós táplálása miatt elegendő a diódás híd (DB) működését vizsgálni. Az előző fejezetben már felírtam a DB-vel táplált gerjesztő-kör alapösszefüggéseit (1.4.2; 1.4.3) a klasszikus áramirányító elmélet alapján. Ezek jelentik az optimalizálás kiinduló egyenleteit. A klasszikus és ismert áramirányító elmélethez képest az eltérést a szliptől való függés megjelenése okozza. Ez sem újdonság, hiszen ezt az okozza, hogy az áramirányító a gerjesztő-gép (aszinkrongép) forgórészére kapcsolódik. Ilyen konfiguráció van az áramirányítós kaszkád hajtásokban is. Az újdonság az, hogy az egyenkör most egy szinkrongép gerjesztő-köréhez kapcsolódik.

Ha a szlip hatását vizsgáljuk, megkülönböztethetünk állandó és változó szlippel működő kefenélküli gerjesztőt. A szlip akkor állandó, ha a gerjesztő-gép (és a vele tengelykapcsolatban lévő szinkrongép) fordulatszáma állandó. Ennek tipikus esete az, ha a szinkrongép hálózatra kapcsolódik. Változó szlip fordulatszám szabályozott (frekvenciaváltóról táplált) szinkrongépek esetén áll elő. A továbbiakban elsősorban változó szlipű üzemmellel foglalkozok, amiből kiadódik az állandó szlipű eset is.

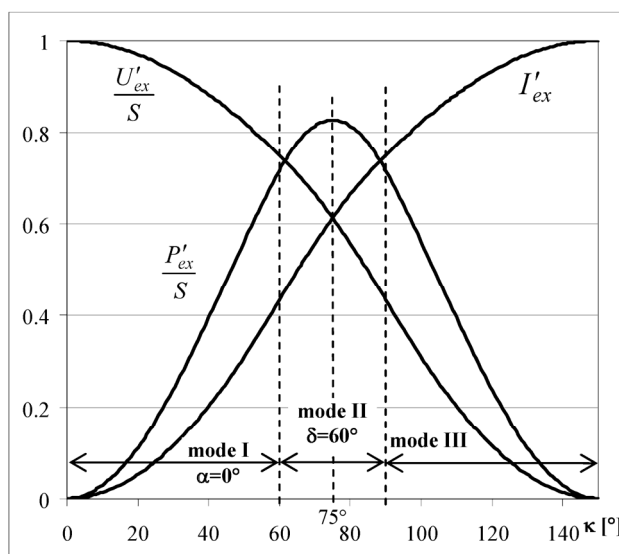
Fordulatszám szabályozott szinkrongépek esetén is állandó lehet a szlip akkor, ha a gerjesztő-gépet frekvenciaváltó táplálja. Teljes (feszültség) kivezérlés közeli esetben (ide érdemes mértegni a táplálást) a szaggatós változat járulékos veszteségei jelentősen kisebbek lehetnek (ld. 1.3. fejezet), ezért foglalkozunk a szaggatós változattal. A frekvenciaváltós változat előnye, hogy a szinkrongép forgásirányváltásakor szükséges fázissorrend váltás ekkor nem igényel külön áramkört, csupán vezérléssel megoldható.

A szlip változása gyakorlatilag a diódás híd tápláló feszültségének és frekvenciájának változását eredményezi. A kidolgozott elvek általánosíthatók minden olyan esetre, amikor egy áramgenerátoros egyenkörű diódás híd változó és változtatható nagyságú és változó frekvenciájú feszültséggel van táplálva. Ilyen például a gerjesztett forgórészű diódás generátoroldali áramirányítós közbülső egyenáramú körös frekvenciaváltós szinkron szélgenerátor, illetve a dízel-elektromos mozdony diódás szinkron generátora (ennél viszonylag kicsi a fordulatszám változás).

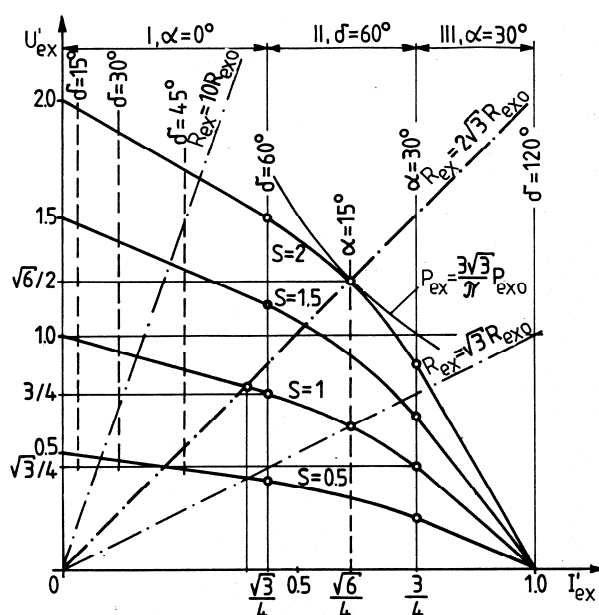
A szlip hatása a munkapontra:

Az alapegyenleteket kiegészítjük az egyenköri (gerjesztő-köri) teljesítmény kifejezésével, mert az optimalizálás tárgya a teljesítmény kihasználtság lesz. A P_{ex} gerjesztő-teljesítmény állandósult állapotban a feszültség és az áram középértékéből számítható:

$$P_{ex} = U_{ex} I_{ex} = \frac{3}{\pi} S P_{exo} \sin \delta \sin(2\alpha + \delta); \quad P_{exo} = \frac{3}{4} \frac{U_{ro}^2}{\omega_1 L_r'} \quad (1.4.19)$$



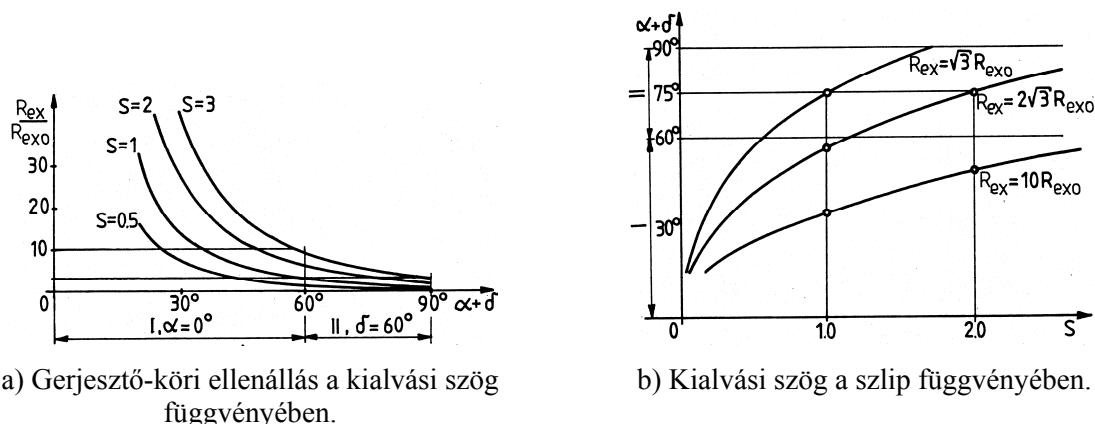
1.4.12. ábra. A normalizált gerjesztő-feszültség, a gerjesztő-áram és a gerjesztő-teljesítmény a κ kialakítási szög függvényében.



1.4.13. ábra. A gerjesztő egyenáramú oldali külső jelleggörbéje.

A gerjesztő-egység normalizált U'_{ex}/S gerjesztő-feszültségét, I'_{ex} gerjesztő-áramát és P'_{ex}/S gerjesztő-teljesítményét az $\alpha + \delta$ kialakítási szög függvényében az 1.4.12. ábra mutatja ($U'_{ex} = U_{ex}/U_{exo}$, $I'_{ex} = I_{ex}/I_z$, $P'_{ex} = P_{ex}/P_{exo}$). Az 1.4.13. ábrán az U'_{ex} (I'_{ex}) egyenáramú oldali külső jelleggörbéket ábrázoltuk különböző S szlipekre. Az I és III munkatartományban lineáris, a II-ben nemlineáris a külső jelleggörbe. Az U'_{ex} (I'_{ex}) egyenesek meredeksége az I tartományban $-S/\sqrt{3}$, a III tartományban $-S\sqrt{3}$. Az ábrába berajzoltuk az $R_{ex} = \sqrt{3}R_{exo}$, $2\sqrt{3}R_{exo}$, $10R_{exo}$ állandó gerjesztő-köri ellenállásokhoz tartozó egyeneseket is. Az (1.4.2) összefüggések alapján belátható, hogy az $R_{ex} = S\sqrt{3}R_{exo} = \text{const.}$ egyenes az adott S -hez

tartozó $U'_{ex} (I'_{ex})$ jelleggörbét a $\delta=60^\circ$ -os II tartományban metszi az $\alpha=15^\circ$ -os ($\alpha+\delta=75^\circ$ -os) pontban.



1.4.14. ábra. A gerjesztő-köri ellenállás, a kialvási szög és a szlip kapcsolata.

A gerjesztő-köri ellenállás, a kialvási szög és a szlip kapcsolata az 1.4.14. ábrán látható. Az R_{ex}/R_{exo} viszonylagos gerjesztő-köri ellenállást az $\alpha+\delta$ kialvási szög függvényében, állandó S szlipekre az a) ábra, az $\alpha+\delta$ kialvási szöget az S szlip függvényében, állandó R_{ex} gerjesztő-köri ellenállásokra a b) ábra mutatja. Ezekből megállapítható, hogy adott $R_{ex}=\text{const.}$ -nál az S szlip egyértelműen megszabja az $\alpha+\delta$ kialvási szöget. E két mennyiség között monoton kapcsolat van, így a legnagyobb szlipnél a legnagyobb, a legkisebb szlipnél a legkisebb a kialvási szög. Változó szlip esetén az üzemi szlip tartományt $1 \leq S \leq 2$ -re felvéve pl. $R_{ex}=10R_{exo}$ -nál az üzem az I tartományban van és a fedési szög kb. $35^\circ < \delta < 48^\circ$ között változik a szlip függvényében közel lineárisan. Ugyanilyen feltételekkel $R_{ex} = 2\sqrt{3}R_{exo}$ -nál az üzem az I és a II tartományban van és a kialvási szög kb. $56^\circ < \alpha+\delta < 75^\circ$ között változik a szlip függvényében közelítőleg ugyancsak lineárisan.

Optimális üzem

Adott S szlipen és adott $U_{r0} \approx U_1$ feszültségen a gerjesztő-teljesítmény a $\delta=60^\circ$ -os fedési szögű II tartományban az $\alpha=15^\circ$ gyújtásszögnél ($\kappa=\alpha+\delta=75^\circ$ kialvási szögnél) a legnagyobb, ideális:

$$P_{exi} = \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} S P_{exo} \approx 0.827 S P_{exo}. \quad (1.4.20)$$

Ez a maximum jól látható az 1.4.12. ábra teljesítmény görbén is.

Ehhez a ponthoz (1.4.2) alapján a szliptől függő ideális gerjesztő-köri ellenállás tartozik:

$$R_{exi} = S\sqrt{3}R_{exo}. \quad (1.4.21)$$

Ezeknek az ellenállásoknak megfelelő görbék szerepelnek az 1.4.13. ábrán és az 1.4.14b ábrán is.

A gerjesztő-egység több szempont (pl. kihasználtság, veszteség, hatásfok, ...) alapján optimalizálható. A következőkben a gerjesztőgép kihasználtsága alapján optimalizálunk. A gerjesztő-gépet akkor használjuk ki a legjobban, ha a P_{ex} teljesítmény egy szlipen megegyezik a gerjesztőből ideálisan kivehető (1.4.20) szerinti legnagyobb teljesítménnyel.

1.4.3.1. Optimalizálás egy adott szlipre

Ha a gerjesztő-gép egy adott szlip-tartományban üzemel ($S_{\min} \leq S \leq S_{\max}$), csak egy adott szlipre érhető el optimum. Jelöljük ezt S_i -vel.

Az optimum a gerjesztő paramétereinek megfelelő megválasztásával érhető el. (1.4.21) alapján a gerjesztőköri ellenállást ideálisra kell választani:

$$R_{\text{exi}} = S_i \sqrt{3} R_{\text{exo}} = R_{\text{ex}}. \quad (1.4.22)$$

Ez az (1.4.2f) összefüggés alapján meghatározza a szinkrongép R_{ex} gerjesztő-ellenállásának és a gerjesztő-gép $\omega_1 L'_r$ rotorköri tranziens reaktanciájának az optimális viszonyát. Tulajdonképpen illesztési szabályt ad a gerjesztő-gép $\omega_1 L'_r$ rotorköri tranziens reaktanciája és a szinkrongép gerjesztő-köri R_{ex} ellenállása között:

$$R_{\text{ex}} = S_i \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \omega_1 L'_r. \quad (1.4.23)$$

Ez az illesztési szabály a szinkrongép gerjesztő-körének és a gerjesztő-gépnek a komplex tervezésével betartható.

Az optimalizált munkapont mennyiségei (U_{exi} , I_{exi} , P_{exi}) $\alpha=15^\circ$ és $\kappa=\alpha+\delta=75^\circ$ helyettesítéssel kiszámolhatók. Ezek $U'_r = S_i U_{\text{roi}} \approx S_i U_{\text{li}}$ feszültségű táplálással alakulnak ki:

$$U_{\text{exi}} = S_i \frac{9\sqrt{2}}{4\pi} U_{\text{roi}}; \quad (1.4.24)$$

$$I_{\text{exi}} = \frac{\sqrt{6}}{4} \frac{U_{\text{roi}}}{\omega_1 L'_r}; \quad (1.4.25)$$

$$P_{\text{exi}} = S_i \frac{9\sqrt{3}}{8\pi} \frac{U_{\text{roi}}^2}{\omega_1 L'_r}. \quad (1.4.26)$$

Működési viszonyok az ideálistól eltérő szlipű munkapontokban

A rendszert úgy kell méretezni, hogy ezek az ideális mennyiségek legyenek a szinkrongép által igényelt (névleges) értékek. Tételezzük fel, hogy ezek az értékek függetlenek a szinkrongép szögsebességétől (vagyis a szliptől). Ez azt jelenti, hogy a gerjesztő-gépnek ezeket kell produkálnia bármely szögsebességen (ez így is van a gyakorlatban).

Hogy ezt a feltételt (igényt) kielégítsük, S_i -től különböző S szlippek esetén U_{roi} -tól különböző $U_{\text{is}} \approx U_{\text{ros}}$ gerjesztő-gépet tápláló feszültség szükséges: kisebb szliphez ($S < S_i$) nagyobb feszültség, nagyobb szliphez ($S > S_i$) kisebb feszültség szükséges, de nem arányosan a különböző fedési szögek miatt. Felhasználva (1.4.2), (1.4.3), (1.4.24) és 1.4.25) összefüggéseket, a tápláló feszültség szükséges módosításának mértéke kifejezhető:

Az I munkatartományban (levezethető, hogy itt: $\frac{S_i}{S} > \sqrt{3}$):

$$\frac{U_{\text{ros}}}{U_{\text{roi}}} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \left(\frac{S_i}{S} \sqrt{3} + 1 \right). \quad (1.4.27a)$$

A tartomány végén (I-II határon): $\frac{S_i}{S} = \sqrt{3}$, $\frac{U_{ros}}{U_{roi}} = \sqrt{2} = \text{áll.}$

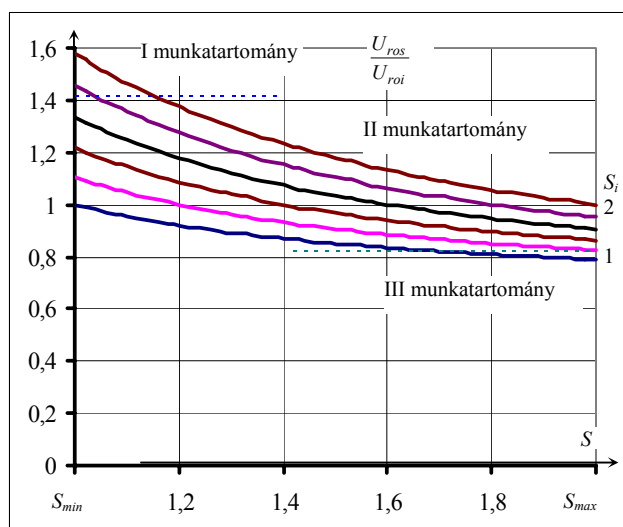
A II munkatartományban (levezethető, hogy itt: $\frac{1}{\sqrt{3}} < \frac{S_i}{S} < \sqrt{3}$):

$$\frac{U_{ros}}{U_{roi}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(\frac{S_i}{S}\right)^2 + 1}. \quad (1.4.27b)$$

A tartomány végén (II-III határon): $\frac{S_i}{S} = \frac{1}{\sqrt{3}}$; $\frac{U_{ros}}{U_{roi}} = \sqrt{\frac{2}{3}} = \text{áll.}$

A III munkatartományban ($\frac{S_i}{S} < \frac{1}{\sqrt{3}}$):

$$\frac{U_{ros}}{U_{roi}} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \left(\sqrt{3} + \frac{S_i}{S} \right). \quad (1.4.27c)$$



1.4.15. ábra. A feszültségigény szlipfüggése.

Az összefüggés grafikus megjelenítése az 1.4.15. ábrán látható. Várható volt, de a képletből és az ábrából is egyértelműen látszik, hogy a megkívánt tápláló feszültség maximumát a minimális szlip határozza meg. Dinamikus üzemben ennél nagyobb is szükséges lehet, ha a gerjesztő-áram növelését forszírozni akarjuk. Az ábrán bejelöltem az egyes munkatartományokat is. Látszik, hogy a választott szlip-tartomány esetén csak kis mértékben nyúlnak túl a vizsgált esetek a működés szempontjából legfontosabb II munkatartományon. Főként a III munkatartomány kerülendő, oda éppen csak benyúlik az alsó ($S_i=1$ -es) görbe. A szlip-tartomány megválasztási szempontja is lehet a III munkatartomány kizárása.

Az is megfigyelhető, hogy a függvények jellege, tendenciája az egyes munkatartományokban nem változik meg. A feszültségigény szempontjából az $S_i=S_{min}$ választás a legkedvezőbb, de ilyenkor a kisebb feszültség miatt a nagyobb áramok tartománya, a III munkatartomány is szerepet kap.

A szlip változása esetén a módosított tápláló feszültséggel a megkívánt gerjesztő-köri mennyiségeket biztosítani lehet, de a gerjesztő-gépet nem használjuk ki optimálisan.

Ennek egyik mennyiségi bizonyítéka, hogy a munkapontban a κ kialakítási szög nem az optimumra levezetett 75° -os értékű. A kialakítási szög összetevőinek kifejezése (1.4.2), (1.4.3), (1.4.24) és (1.4.25) összefüggések felhasználásával levezethető az ideálistól eltérő S szlipű munkapontokra az egyes munkatartományokra:

Az I munkatartományban $\alpha=0^\circ$, a kialakítási szög $\kappa=\delta$:

$$\cos \delta = \frac{\frac{S_i}{S} \sqrt{3} + 1}{\frac{S_i}{S} \sqrt{3} - 1}. \quad (1.4.28a)$$

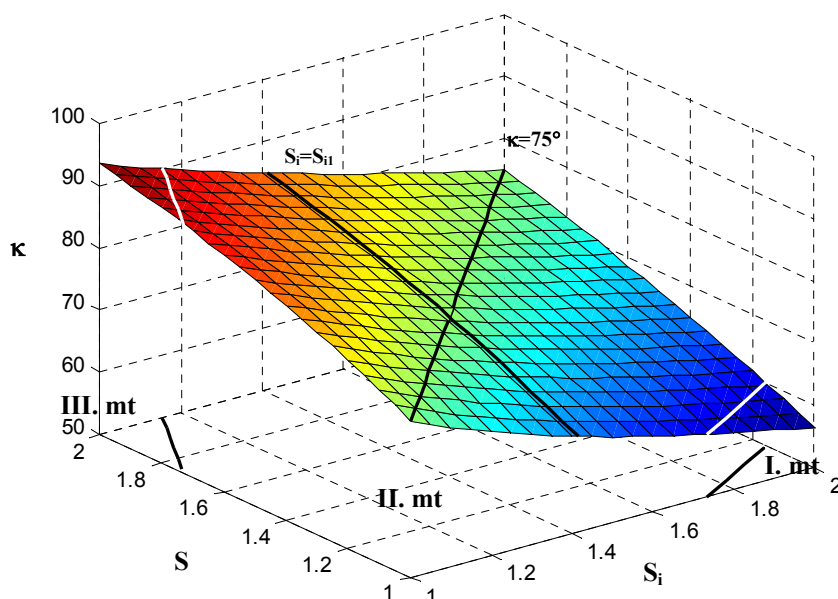
A II munkatartományban $\delta=60^\circ$, a kialakítási szög $\kappa=\alpha+\delta$, az α virtuális gyújtáskeletelési szög:

$$\cos \alpha = \frac{1 + \frac{S_i}{S} \sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{\left(\frac{S_i}{S}\right)^2 + 1}}. \quad (1.4.28b)$$

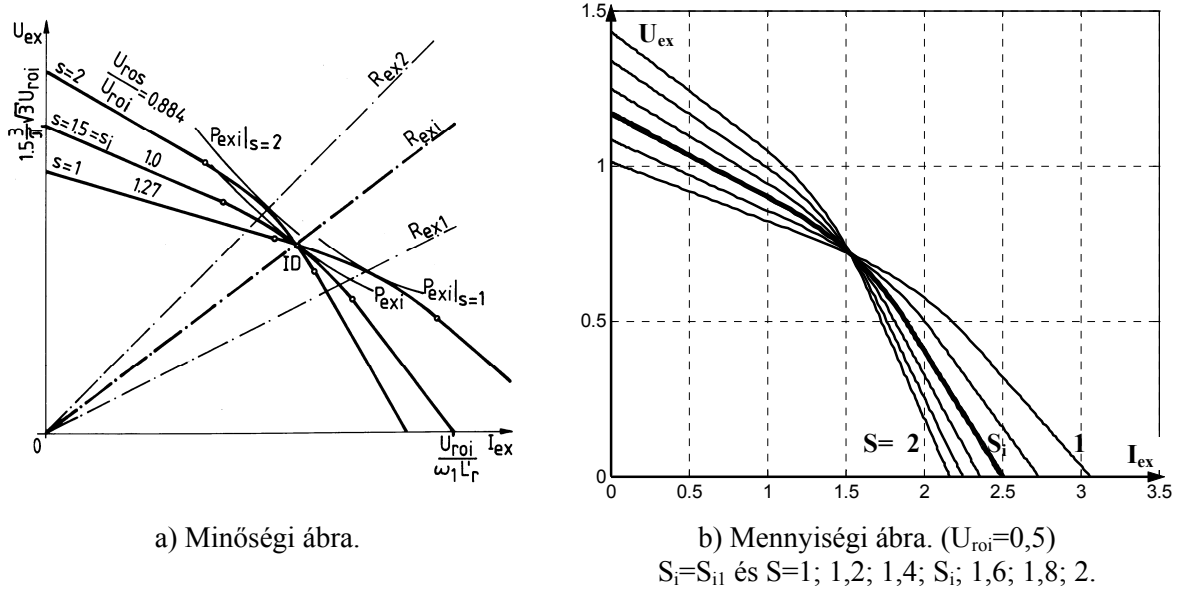
A III munkatartományban $\alpha=30^\circ$, a kialakítási szög $\kappa=\alpha+120^\circ-\delta^*$, a δ^* kétfázisú vezetési szög:

$$\cos \delta^* = \frac{\sqrt{3} - \frac{S_i}{S}}{\sqrt{3} + \frac{S_i}{S}}. \quad (1.4.28c)$$

Ellenőrizhető, hogy ezek csak $S=S_i$ esetén adnak $\kappa=75^\circ$ -os eredményt. Ez minőségileg jól látszik az 1.4.16. ábrán is, ahol 3 dimenzióban ábrázoltam az $\kappa(S, S_i)$ függvényt az $S_{\min} \leq S \leq S_{\max}$ tartományra ($S_{\min}=1$; $S_{\max}=2$). Látható, hogy kis S_i értékekre κ 90° fölé is nőhet (III. munkatartomány), amit célszerű elkerülni. Ez egy meghatározó szempont lehet S_i megválasztásakor az adott $S_{\min} \leq S \leq S_{\max}$ szlip változási tartományon belül.



1.4.16. ábra. A $\kappa(S, S_i)$ függvény 3 dimenzióban.



1.4.17. ábra. Csak egy szlipnél optimális a kihasználás.

Egy közvetlenebb bizonyítékot az optimumtól való eltérésre, valamint egy közvetlenebb S_i megválasztási szempontot várhatunk a célmennyiség, a maximális kinyerhető teljesítmény vizsgálatával. A viszonylagos mennyiségeket tartalmazó 1.4.13. ábrából ez nem látszik, mert a normalizálás miatt az ott ábrázolt görbék nem tartalmazzák az U_{ro} -tól való függést. Rajzoljuk fel az $U_{ex}(I_{ex})$ függvényeket normalizálás nélkül (1.4.17. ábra).

Az 1.4.17a ábra a minőségi viszonyokat mutatja $S_i=1,5$ és $S=S_{min}=1$; $S=S_{max}=2$ értékekre. Minden szlip értékre a P_{exi} gerjesztési-teljesítményt kell leadni, ezért minden görbe az azonos teljesítményű ID ponton megy át. Az aktuális szliphez illesztett R_{ex1} és R_{ex2} egyenesek is be lettek rajzolva, amelyek a nekik megfelelő $U_{ex}(I_{ex})$ görbékét az adott szlipen, adott feszültséggel elérhető maximális teljesítményű pontokban metszik ($P_{exi}|_{s=1} > P_{exi}$; $P_{exi}|_{s=2} > P_{exi}$). De természetesen az ellenállást csak egy adott szliphez illeszthetjük, és ez S_i ($R_{ex}=R_{exi}$). Az 1.4.17b ábrán $S=1; 1,2; 1,4; S_i; 1,6; 1,8; 2$ értékekre mennyiségileg is ki lettek számítva a görbék. (Itt $U_{roi}=0,5$ $S_i=S_{1l}$ /ld. később/ értékekkel számoltam, ami nem okoz nagy feszültség igénybevételt $S_{max}=2$ -nél sem és elég feszültség tartalékot biztosít).

Kifejezhető, hogy az S_i -től különböző S szlipeken mennyivel nagyobb teljesítmény ($P_{exi}|_s$) lenne elérhető az ID pont P_{exi} teljesítményénél:

Általánosan az (1.4.26) alapján: $\frac{P_{exi}|_s}{P_{exi}} = \frac{S}{S_i} \left(\frac{U_{ros}}{U_{roi}} \right)^2$, majd felhasználva az (1.4.27) képleteket:

Az I munkatartományra:

$$\frac{P_{exi}|_s}{P_{exi}} = \frac{1}{8} \left(3 \frac{S_i}{S} + \frac{S}{S_i} + 2\sqrt{3} \right). \quad (1.4.29a)$$

A tartomány végén (I-II határon): $\frac{S_i}{S} = \sqrt{3}$, $\frac{P_{exi}|_s}{P_{exi}} = \frac{2}{\sqrt{3}} = \text{áll.}$

A II munkatartományra:

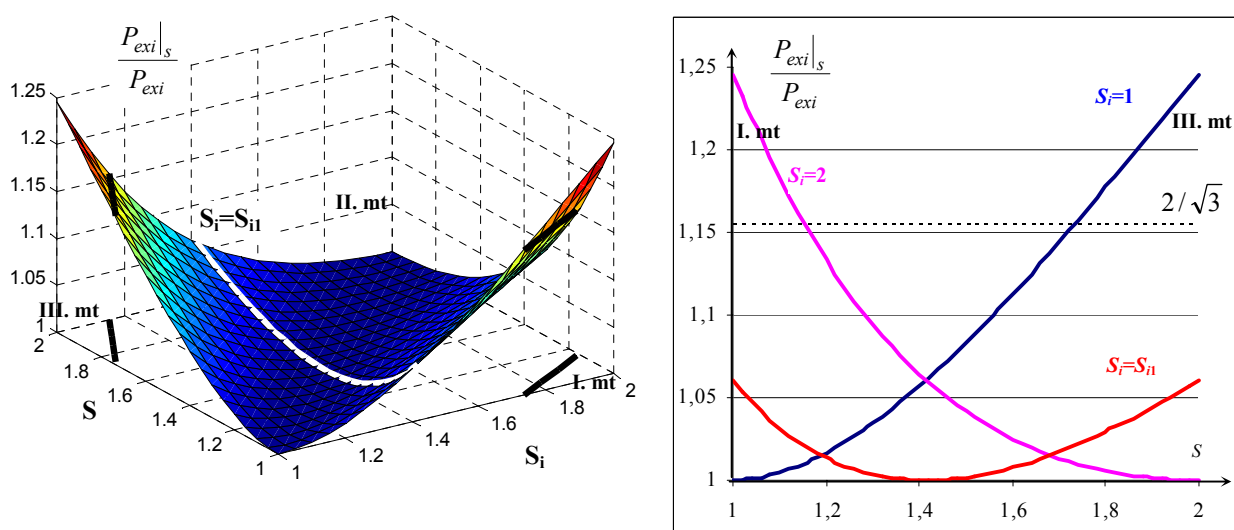
$$\frac{P_{\text{exi}}|_s}{P_{\text{exi}}} = \frac{1}{2} \left(\frac{S_i}{S} + \frac{S}{S_i} \right). \quad (1.4.29b)$$

A tartomány végén (II-III határon): $\frac{S_i}{S} = \frac{1}{\sqrt{3}}; \frac{P_{\text{exi}}|_s}{P_{\text{exi}}} = \frac{2}{\sqrt{3}} = \text{áll.}$

A III munkatartományra:

$$\frac{P_{\text{exi}}|_s}{P_{\text{exi}}} = \frac{1}{8} \left(\frac{S_i}{S} + 3 \frac{S}{S_i} + 2\sqrt{3} \right). \quad (1.4.29c)$$

Látható, hogy a képletekben is és a tartomány határokon felvett értékekben is nagyfokú szimmetria van.



a) 3 dimenzióban.

b) Kiválasztott S_i értékekre.

1.4.18. ábra. A kihasználás nem optimális S_i -től különböző szlipek esetén.

$\frac{P_{\text{exi}}|_s}{P_{\text{exi}}}$ optimális (1 értékű) $S=S_i$ -nél, és egynél nagyobb más szlip értékeknél. Grafikus megjelenítése ismét szemléletes képet mutat (1.4.18. ábra). A jelleg a munkatartományokban nem változik.

1.4.3.2. Adott tartományra átlagosan optimális S_i érték választása

Az 1.4.18. ábrából tátható, hogy S_i -t a tartomány valamelyik szélére választva, a másik szélén az ideális 1-től nagyon eltérő értéket kapunk $\frac{P_{\text{exi}}|_s}{P_{\text{exi}}}$ -re, $\frac{P_{\text{exi}}|_s}{P_{\text{exi}}}$ maximuma a tartomány valamelyik szélén van. Egy közbelső érték választása (S_{ii}) csökkenti a maximumot, azt minimalizálni is lehet.

$\frac{P_{\text{exi}}|_s}{P_{\text{exi}}}$ legnagyobb értékének minimuma akkor következik be, ha értéke a tartomány két határán egyenlő: $\frac{P_{\text{exi}}|_{S_{\text{max}}}}{P_{\text{exi}}} = \frac{P_{\text{exi}}|_{S_{\text{min}}}}{P_{\text{exi}}}$. Az I és III munkatartomány marginális szerepéből

kiindulva feltételezhető, hogy ekkor bármely szlipnél a II munkatartományban vagyunk. Ezekkel a kiindulásokkal levezethető az 1-től való eltérés minimuma szempontjából optimális ideális szlip:

$$S_{i1} = \sqrt{S_{\max} S_{\min}} . \quad (1.4.30)$$

S_{i1} -nek megfelelő görbék az 1.4.16-18. ábrákon is jelölve vannak.

Bebizonyítható, hogy ekkor $\frac{P_{\text{exi}}|_{S_{\max}}}{P_{\text{exi}}}$ és $\frac{P_{\text{exi}}|_{S_{\min}}}{P_{\text{exi}}}$ összege és szorzata is minimális.

$$\frac{P_{\text{exi}}|_{S_{\max}}}{P_{\text{exi}}} = \frac{P_{\text{exi}}|_{S_{\min}}}{P_{\text{exi}}} \approx 1,06 , \text{ vagyis az optimális 1-es értéktől maximum 6\% távolságra}$$

vagyunk. Az is látható, hogy az S_{i1} választása esetén a vizsgált szlip-tartományban végig a II munkatartományban vagyunk, tehát feltételezésünk helytálló volt.

Ha ténylegesen egy átlagos optimumot akarunk származtatni, akkor $\frac{P_{\text{exi}}|_s}{P_{\text{exi}}}$ szlip tartományra vett integráljának (középértékének) minimumát kell meghatározni:

$$\min \left(\int_{S_{\min}}^{S_{\max}} \frac{P_{\text{exi}}|_s}{P_{\text{exi}}} ds \right) . \quad (1.4.31)$$

Levezethető, hogy az ehhez tartozó optimális szlip (ismét feltételezve a II munkatartományt):

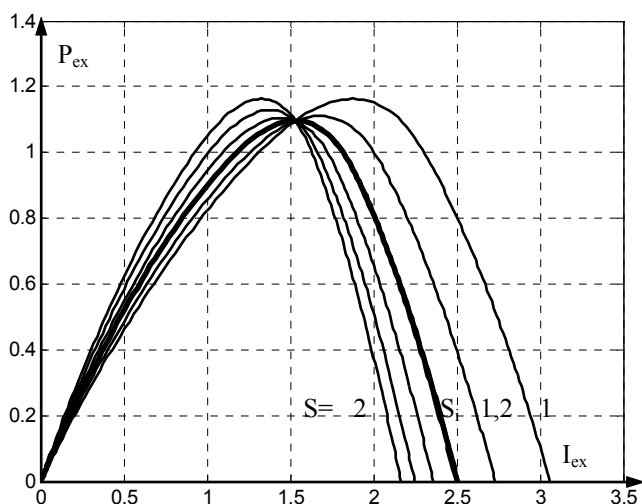
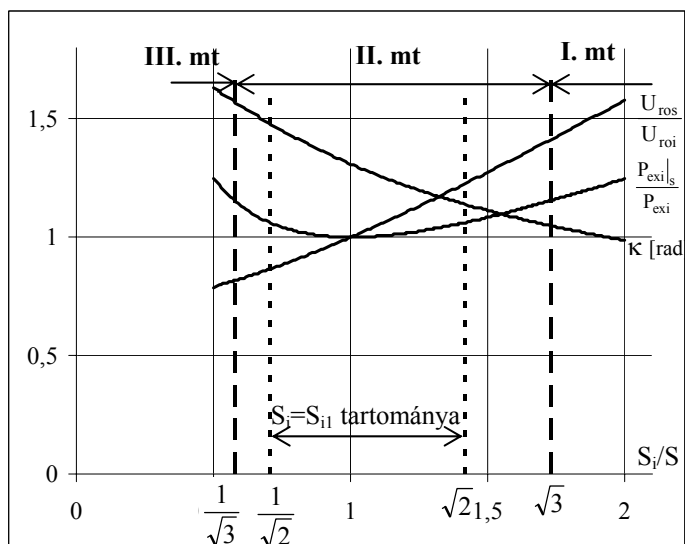
$$S_{i2} = \sqrt{\frac{S_{\max}^2 - S_{\min}^2}{2 \ln \frac{S_{\max}}{S_{\min}}}} . \quad (1.4.32)$$

Az eddigiekben is használt $S_{\min}=1$ és $S_{\max}=2$ értékekkel: $S_{i1}=\sqrt{2}=1,4142$; $S_{i2}=1,471$. Az értékek nagyon közeliek egymáshoz.

Érdekes, hogy $S_i=S_{i1}$ esetén a szlip-tartomány határain a κ kialakítási szöggel egyenlő távolságra vagyunk a munkatartomány határoktól: $S=1$ -nél: $\kappa=60^\circ+5,27^\circ$; $S=2$ -nél: $\kappa=90^\circ-5,27^\circ$.

Az optimumtól való eltérés kis értéke jól látszik az 1.4.19. ábrán is (az 1.4.17b ábra értékeivel lett kiszámítva).

Az összes vizsgált mennyiség képletében S_i/S szerepel. Egy összefoglaló ábrában ennek függvényében ábrázoltam őket a vizsgált $S_{\min} \leq S \leq S_{\max}$ tartományra ($S_{\min}=1$, $S_{\max}=2$, 1.4.20. ábra). Bejelöltem a munkatartomány határokat, és a meghatározott S_{i1} optimális szlip esetén érvényes tartományt. Látható, hogy ekkor végig a II munkatartományban működik a gerjesztő.


1.4.19. ábra. $P_{ex}(I_{ex})$ görbék S_{i1} esetén $S=1..2$ szlipekre.

1.4.20. ábra. A vizsgált mennyiségek S_i/S függvényében.

1.4.4. A gerjesztés eredő hatásfokának meghatározása

[1.4-S9]

Meghatároztam a gerjesztő-rendszer eredő hatásfokát befolyásoló tényezőket. Kiadódott, hogy a nagyobb szlip adja a nagyobb eredő hatásfokot. Ennek oka az, hogy nagyobb szlipnél a gerjesztési teljesítmény nagyobb része származik a lényegesen nagyobb teljesítményű és tipikusan sokkal jobb hatásfokú szinkrongépből.

Ha elhanyagoljuk a gerjesztő-gépben a rotorkör belső veszteségét, akkor a $P_{ex} > 0$ gerjesztő-teljesítmény megegyezik a P_r rotorköri teljesítménnyel és így kiszámítható a gerjesztő-gép P_a légrés és P_m mechanikai teljesítményéből is:

$$P_{ex} = P_r = P_a - P_m, \quad P_a = \frac{P_{ex}}{S}, \quad (1.4.33)$$

$$P_m = (1 - S)P_a = \frac{1 - S}{S} P_{ex}.$$

$$P_{\text{ex}} = -\frac{3}{2} S U_{\text{ro}} I_{\text{rl}} \cos \varphi_{\text{rl}} . \quad (1.4.34)$$

Ha $S > 1$, akkor $P_{\text{a}} > 0$ és $P_{\text{m}} < 0$, így P_{ex} részben a légrésen, részben a tengelyen át fedeződik, a gerjesztő-gép tulajdonképpen ellenáramú féküzem van. A maximális fordulatszámhoz tartozó maximális szlipnél, $S_{\text{max}}=2$ feltételezéssel P_{ex} fele-fele arányban fedeződik a hálózatról és a tengelyről.

Mivel a gerjesztési teljesítménynek két forrása van, mindkettőnek van hatása a gerjesztés eredő hatásfokára. Az E gerjesztő-gép és az EC gerjesztési áramirányító (szaggató) hatásfoka legyen η_{E} , a szinkrongép és táplálásának hatásfoka pedig η_{SM} . Mivel szinkrongép teljesítménye lényegesen nagyobb a gerjesztésénél, hatásfoka is sokkal jobb (pl. $\eta_{\text{E}}=0,82$; $\eta_{\text{SM}}=0,95$).

Ha a szaggató bemenő teljesítménye P_{E} , és a szinkrongép gerjesztésre használt bemenő teljesítménye P_{SM} , a következő összefüggések írhatók:

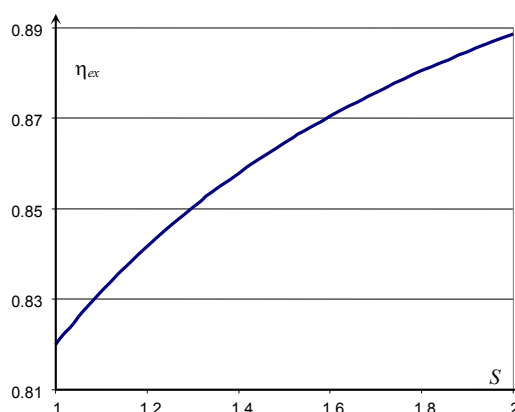
$$\eta_{\text{E}} P_{\text{E}} = P_{\text{a}} = \frac{P_{\text{ex}}}{S} . \quad (1.4.35)$$

$$\eta_{\text{SM}} P_{\text{SM}} = -P_{\text{m}} = -\frac{1-S}{S} P_{\text{ex}} . \quad (1.4.36)$$

Kifejezve a gerjesztés eredő hatásfokát, az szlipfüggőre adódik:

$$\eta_{\text{ex}} = \frac{P_{\text{ex}}}{P_{\text{E}} + P_{\text{SM}}} = \frac{S \eta_{\text{E}} \eta_{\text{SM}}}{\eta_{\text{SM}} + (S-1) \eta_{\text{E}}} . \quad (1.4.37)$$

A példaként megadott hatásfok értékekkel felrajzolhatjuk az $\eta_{\text{ex}}(S)$ függvényt az 1.4.21. ábrán:



1.4.21. ábra. A gerjesztés eredő hatásfoka a szlip függvényében.

Minél nagyobb a szlip, annál nagyobb a hatásfok. Ez érthető, hiszen nagyobb szlipnél a gerjesztési teljesítmény nagyobb része származik a jobb hatásfokú szinkrongépből.

Összefoglalás az 1.4. fejezethez: 2. tézis (Kefenélküli gerjesztő)

Rövid kifejtés:

Kidolgoztam a forgótranszformátoros kefenélküli gerjesztő táplálásának optimalizálási lehetőségeit. a) **Járulékos veszteségek:** Egyszerűsített modell megalkotásával kiszámoltam a tirisztoros szaggatós táplálás járulékos veszteségeit. Azt egy kidolgozott pontos számítási modell és módszer segítségével ellenőriztem és pontosítottam. Összehasonlítottam az IGBT-s változattal, ami alapján az IGBT-s javasolt. Tisztáztam az áram felharmonikusok szuperpozíciójának hatását. b) **Optimalizálás:** Kidolgoztam az ISZM vezérlésű IGBT-s szaggatóról táplált kefenélküli gerjesztő optimalizálását a gerjesztő-gép kihasználtsága szempontjából. A kifejlesztett vizsgálati módszerek alkalmazásával a gerjesztő-gép optimális kihasználását biztosító illesztési szabályt dolgoztam ki a gerjesztő-gép és a szinkrongép gerjesztő-körének paramétereire. Hatékony mérőszámokat vezettem be a munkapontok minősítésére. Az eredményeket egyéb hasonló rendszerekre is általánosítottam. Meghatároztam a gerjesztő-rendszer eredő hatásfokát befolyásoló tényezőket.

Részletes kifejtés:

Kidolgoztam a forgótranszformátoros kefenélküli gerjesztő táplálásának optimalizálási lehetőségeit, amelyhez a következő modelleket, eszközöket és elveket dolgoztam ki, és azokkal a következő új eredményekre jutottam:

2a. Járulékos veszteségek:

Egyszerűsített modellt alkottam a tirisztoros szaggatós táplálás járulékos veszteségeinek számítására, felhasználva a klasszikus áramirányító elméletet. A vizsgálatok csak a gerjesztőgép veszteségeire vonatkoznak. *Kiadódott a várt eredmény, hogy a tirisztoros szaggatós táplálás járulékos vesztesége nagyobb az IGBT-s szaggatós táplálásénál, a mérték tisztázása az új eredmény. Az IGBT-s változat alkalmazása javasolt.* [1.4-S6] (1.4.2.1. fejezet)

Pontos számítási módszert dolgoztam ki tirisztoros szaggatós táplálás működésének számítására diszkrét, periodikus megoldást adó fordulatszámokon. Megfelelő modell és módszer megalkotásával kiszámolom az áramok időfüggvényeit és azokból a járulékos veszteségeket. *A számítási eredményekből a járulékos veszteségek pontosabb értéke kapható, a közelítő számítás eredményei és közelítésének jósága ellenőrizhetők és pontosíthatók.* [1.4-S7] (1.4.2.2. fejezet)

A pontos számítás eredményeit összehasonlítva a közelítő számítás eredményeivel, tisztáztam az áram felharmonikusok szuperpozíciójának hatását. Mivel a járulékos veszteségek szempontjából az azonos frekvenciájú felharmonikusokat vektorosan kell szuperponálni, *azok erősíthetik és gyengíthetik is egymást.* [1.4-S7] (1.4.2.2. fejezet)

2b. Optimalizálás a kihasználtság szempontjából:

Kidolgoztam az ISZM vezérlésű IGBT-s szaggatóról táplált kefenélküli gerjesztő optimalizálását a gerjesztő-gép kihasználtsága szempontjából. *A kifejlesztett vizsgálati módszerek alkalmazásával a gerjesztő-gép optimális kihasználását biztosító illesztési szabályt dolgoztam ki a gerjesztő-gép és a szinkrongép gerjesztő-körének paramétereire. Hatékony mérőszámokat vezettem be a munkapontok minősítésére. Kimutattam, hogy optimum csak egy S_i szlipre lehetséges. Módszert dolgoztam ki adott szlip-tartományra átlagosan optimális S_i érték választására.* A szlip változása gyakorlatilag a diódás híd tápláló feszültségének és frekvenciájának változását eredményezi. *A kidolgozott elvek általánosíthatók minden olyan esetre, amikor egy*

áramgenerátoros egyenkörű diódás hid változó és változtatható nagyságú és változó frekvenciájú feszültséggel van táplálva. [1.4-S2], [1.4-S4], [1.4-S8], [1.4-S9] (1.4.3. fejezet)

Meghatároztam a gerjesztő-rendszer eredő hatásfokát befolyásoló tényezőket. *Kiadódott, hogy a nagyobb szlip adja a nagyobb eredő hatásfokot.* Ennek oka az, hogy nagyobb szlipnél a gerjesztési teljesítmény nagyobb része származik a lényegesen nagyobb teljesítményű és tipikusan sokkal jobb hatásfokú szinkrongépből. [1.4-S9] (1.4.4. fejezet)

Irodalomjegyzék az 1.4. fejezethez

Irodalmi előzmények

- [1.4-1] Hunyár, M.: *Aszinkronmotorok vezérlése primer oldali antiparalel kapcsolású tirisztorpárokkal*, Elektrotechnika, 63. évf. 5-6. szám, pp189-200. (1970)
- [1.4-2] Hunyár, M.: *Váltakozóáramú szaggató kapcsolásokról táplált háromfázisú aszinkronmotorok állandósult tranziens állapota*, Kandidátusi értekezés Budapest, (1976)
- [1.4-3] Lipcsei, L.: *Brushless turbogenerators*, GANZ Electric Review. No. 18. pp1-4. (1980)
- [1.4-4] Lázár, J.: *Park–vector theory of line-commutated tree-phase bridge converters*. ISBN 9635927274. OMIKK PUBLISHER. Budapest. p94. (1987)
- [1.4-5] Galasso, G.: *Adjustable speed synchronous motors for gas compressors of Falconara plant*, in Proc. of International Conference on Electrical Machines ICEM'88, vol. Appendix pp29-34. (1988)
- [1.4-6] Karttunen, S.-Arkkio, A.-Tellinen, J.-Mantere, J.-Varis, J.-Westerlund, J.: *Rotary transformer for the excitation of synchronous machines*, in Proc. of Int. Conf. ICEM'98. Istanbul. Vol.2. pp1066-1070. (1998)
- [1.4-7] Zouaghi, T.-Poloujadoff, M.: *Modeling of polyphase brushless exciter behavior for failing diode operation*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.13, Issue 3, pp214–220. Sept. (1998)
- [1.4-8] Rasouli, M.-Karrari, M.: *Nonlinear Identification of a Brushless Excitation System Via Field Tests*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.19, No.4, pp733-740. December (2004)
- [1.4-9] Kjaer, P.C.-Kjellqvist, T.-Delaloye, C.: *Estimation of field current in vector-controlled synchronous machine variable-speed drives employing brushless asynchronous exciters*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.41, Issue 3, pp834 – 840. May-June (2005)
- [1.4-10] Aliprantis, D.C.-Sudhoff, S.D.-Kuhn, B.T.: *A Brushless Exciter Model Incorporating Multiple Rectifier Modes and Preisach's Hysteresis Theory*, IEEE Transactions on Energy Conversion,, Vol.21, No.1, pp136-147. March (2006)

A 2. t  zishoz kapcsolódó saját publikációk

K  nyv:

- [1.4-S1] Hunyár, M.-Kovács, K.-Németh, K.-Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**: *Energiatakarékos   s hálózatbarát villamos hajtások*, Egyetemi tankönyv, ISBN 963 420 569 0. M  egyetemi Kiadó, Budapest, p490. (1997)

Folyóirat:

- [1.4-S2] Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**-Hunyár, M.: *Szinkrongép forgó transzform  toros kefenélküli gerjeszt  j  nek optimális   zeme*, ELEKTROTECHNIKA (BUDAPEST), **94**:(11), pp368-371. (2001)
- [1.4-S3] Hunyár, M.-**Veszprémi, K.**: *Pulse width modulated IGBT AC chopper*, Periodica Politechnica-Electrical Engineering, **45**:(3-4), pp159-178. (2001)
- [1.4-S4] **Veszprémi, K.**: *Extending the Optimization of the Rotating Transformer Brushless Excitation to All Rectifier Modes*, ELECTRICAL ENGINEERING (Archive f  r Elektrotechnik) (IF=0,068) (BERLIN), Springer-Verlag, **90**: (8), pp559-567. (2009)

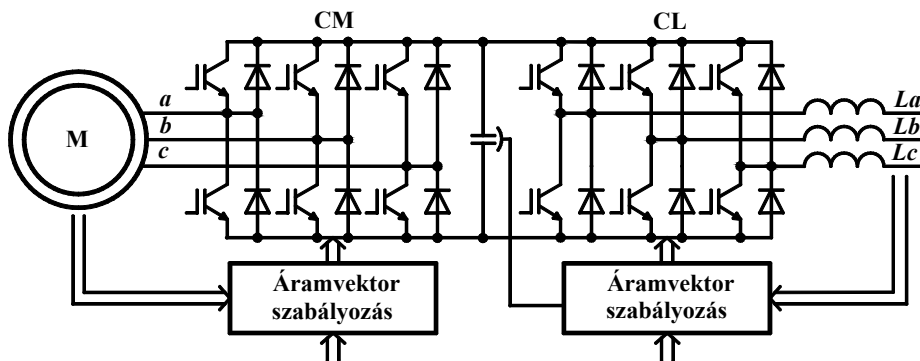
Konferencia cikk:

- [1.4-S5] **Veszprémi, K.**-Hunyár, M.: *New Application Fields of the PWM IGBT AC Chopper*, Proc of the 8th IEE International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, PEVD'2000, London, Egyes  lt Kir  lys  g, pp46-51. (2000)
- [1.4-S6] **Veszprémi, K.**-Hunyár, M.-Schmidt, I.: *PWM AC chopper - Ready for higher power applications*, Proc of the IEEE Porto Power Tech, Porto, Portug  lia, Session TCM3, Paper No. 246. vol.4. p6. ISBN 0-7803-7140-2, (2001)
- [1.4-S7] **Veszprémi, K.**-Hunyár, M.-Schmidt, I.: *Novel Brushless Excitation System of Synchronous Machines Using PWM AC Chopper*, CD-ROM Proc. of the International Conference on Electrical Machines, ICEM'2002. Brugge, Belgium, Paper 439. ISBN 90-76019-18-5, CD p6, (2002)
- [1.4-S8] **Veszprémi, K.**-Schmidt, I.-Hunyár, M.: *Optimal operation of the rotating transformer brushless excitation of synchronous machine*, Proc. of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'03, Rio de Janeiro, Braz  lia, vol.1. pp627-632. (2003)
- [1.4-S9] **Veszprémi, K.**: *Comprehensive Optimization of Brushless Excitation of Synchronous Machine*, Proc of the 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON'04, Busan, D  l-Korea, pp1327-1332. (2004)

A 2. t  zishoz kapcsolódó saját publikációkra történt független hivatkozások összesített sz  ma: **23**

Feszültség inverteres váltakozóáramú hajtások optimális vektor szabályozásai

Modern szabályozott váltakozóáramú háromfázisú hajtásokban manapság leggyakrabban a 2.1. ábrán látható közbülső egyenáramú körös feszültség inverteres frekvenciaváltót használják. Ennek a M oldala a háromfázisú villamos géphez (Machine-side), az L oldala a háromfázisú hálózathoz (Line-side) csatlakozik. Látható, hogy a CM gépoldali és a CL hálózatoldali feszültség inverter kapcsolású áramirányítók (Converter) teljesen megegyezők. Ennek megfelelően a legbelső szabályozási hurokban lévő szabályozások is hasonlóak. Ezek a modern, jó dinamikájú hajtásokban valamilyen vektor szabályozások.



2.1. ábra. Modern frekvenciaváltós, feszültség inverteres hajtás blokkvázlata.

A címben szereplő témakörbe az áramvektor szabályozások (2. fejezet) és a közvetlen szabályozások (3. fejezet) tartoznak. Ez utóbbit nem tipikus vektor szabályozásnak hívni, elsősorban azért, mert skalár mennyiségeket szabályoznak. Ugyanakkor a közvetlen szabályozások is vektoros elven történnek és az áramvektort is szabályozzák, igaz, csak közvetetten. Emiatt vettem ezt a két témakört egy címszó alá.

2. Megújuló energiaforrások villamos hajtásainak optimális áramvektor szabályozásai és alkalmazásai

Az áramvektor szabályozások mindig orientált szabályozásokat jelentenek: valamilyen kellően (a szabályozási követelményeknek, céloknak figyelembevételével) megválasztott vektorhoz orientáltan szabályozzák az áramvektort:

- A gépoldalon a gép nyomatékképzését meghatározó mágneses mezőhöz (fluxusvektorhoz, 2.1. fejezet),
- a hálózatoldalon a hatásos teljesítményviszonyokat megszabó feszültségvektorhoz (2.2. fejezet) orientáltan szabályozzák az áramvektort.

Egy vektorhoz, adott irányhoz való orientálás azt jelenti, hogy az őhöz kötött koordináta-rendszerben értelmezett merőleges áramvektor-komponensek szabályozásával avatkozunk be. A megfelelően orientált áramvektor két Descartes komponensének a szabályozásával két különböző mennyiség (pl. a gépoldalon a nyomaték és fluxus, a hálózatoldalon a hatásos és meddő teljesítmény) szétcsatolt szabályozása oldható meg (a merőlegesség függetlenséget, szétcsatolást eredményez). Ez a szétcsatolás az egyenáramú gép nyomaték és fluxus képzésében automatikusan, önmagától előáll (2.1.1. fejezet, ezért is mutatom ott be). Váltakozóáramú gépekben és rendszerekben ezt mesterséges úton kell megoldani. A megvalósítás általában tartalmaz koordináta transzformációt, hiszen az

alapjelek megadása az orientáló vektor koordináta-rendszerében, az ellenőrző jelek érzékelése és a beavatkozás pedig vele nem megegyező koordináta-rendszerben történik.

Tradicionalisan először ezt az elvet az aszinkrongépek jó dinamikájú szabályozására találták ki [2-2] és széles körben kutatták [2-3], [2-4], [2-5], [2-6] és alkalmazták az utóbbi évtizedekben főként mezőorientált szabályozás elnevezéssel, de a vektoros szabályozás (vector control) elnevezés is elterjedt. Ezekből a kutatásokból és is kivettem a részemet, kandidátusi értekezésemet is ebben a témában írtam [2-7] és azóta is foglalkoztam vele [2-S19], [2-S22], [2-S28].

A szabályozás jó dinamikája indokolta azt, hogy a nagy dinamikai igényű váltakozóáramú szervó hajtásokban is főként ezt alkalmazzák. Azon a tradicionális háttérén alapulva, amelyet Dr. Rácz István professzor alapozott meg [2-1], tanszékünk kollektívája jelentősen kivette a részét a tématerület kutatásából. A szervó hajtások áramvektor szabályozásával Dr. Schmidt István professzor vezetésével [2-8] széleskörű kutatásokat és fejlesztéseket végeztünk [2-S1], [2-S5], [2-S6], [2-S7], [2-S8], [2-S9], [2-S10], [2-S11], [2-S13], [2-S17], [2-S20], [2-S21], [2-S23], [2-S24], [2-S25], [2-S26], [2-S29]. A kutatások eredményei nemcsak szervó hajtásokra alkalmazhatók [2-S12], [2-S27].

A megújuló energiaforrások nagyleptékű felhasználásának igénye teremtett újabb alkalmazási területet. A többségében váltakozóáramú hasznosítás mindenképp igényel optimalizált teljesítményelektronikai átalakítást, ami optimálisan szintén áramvektor szabályozással oldható meg. A tanszék tématerületéhez legközelebb álló szélgenerátoros (elektromechanikus) alkalmazásokban tettünk a legtöbbet a kutatások terén elsősorban Dr. Hunyár Mátyás professzor vezetésével [2-S2], [2-S3], [2-S4], [2-S16], [2-S18], [2-S30], [2-S31], [2-S32], [2-S33], de az eredmények nagy része egyéb energiatípusokra is általánosítható.

Ettől a területtől függetlenül is foglalkoztunk a hálózatbarát hálózati áramirányítókkal Dr. Halász Sándor professzor vezetésével, nemcsak feszültség inverteres alkalmazásokban, hanem az áramgenerátoros esettel is [2-S14], [2-S15].

A kollektív kutatómunka egy része nem eredményezett egyértelműen elkülöníthető saját tudományos eredményt. Az elvégzett munka alapján azonban a kapcsolódó 3. tétel egy pontjában jogosnak ítélem meg annak megemlítését, alátámasztva a 2.1. 2.2. és 2.3. fejezetekben bemutatott általános, egységes leírással:

A sokéves saját kutatómunka eredményeként, a vizsgált szabályozások összegzéseként megalkottam a váltakozóáramú hajtások áramvektor szabályozásainak egységes, általános leírását egységes szerkezetben és szemléletben. (2.1. fejezet, 2.2. fejezet, 2.3. fejezet) [2-S17]

A fejezet és a hozzá kapcsolódó 3. tétel további részei egyértelműen és elkülöníthetően a saját tudományos eredményeim.

2.1. Mezőorientált áramvektor szabályozások

Ezeket a szabályozásokat a géppoldali áramirányítókkal valósítják meg. Az elsődleges cél az optimális nyomatékképzés megvalósítása.

Először általánosítás és kitekintés céljából az egyenáramú gép szabályozását is besorolom a mezőorientált szabályozások közé (2.1.1. fejezet).

Utána a gyakorlatnak megfelelően a váltakozóáramú gépek közül az állandómágneses szinuszmeghajtású szinkrongép (2.1.2. fejezet), a kalickás forgórészű aszinkrongép (2.1.3. fejezet) és a csúszógyűrűs forgórészű kétoldról táplált aszinkrongép (2.1.4. fejezet) mezőorientált szabályozásait vizsgálom. Az utóbbinál az CM áramirányító a rotorhoz, az állórész a hálózathoz csatlakozik.

2.1.1. Egyenáramú gép

Egyenáramú motorban az álló indukciómezőt a gerjesztés hozza létre, az armatúra tekercselés a forgórészen van (2.1.1. ábra). A motorról feltételezzük, hogy ϕ =állandó fluxusú (külső gerjesztésű). Az

$$m=k\phi i \quad (2.1.1)$$

nyomatékképletben szereplő k géptényező akkor állandó és maximális (akkor optimális a nyomatékképzés), ha a ϕ fluxus nagyságát és irányát jellemző $\bar{\phi}_1$ térbeli alapharmonikus fluxusvektor és az i armatúra áram által létrehozott $\bar{\theta}_1$ térbeli alapharmonikus gerjesztés vektor merőleges egymásra (2.1.1. ábra). A vektorok által bezárt ϑ_1 szög a nyomatékszög.



2.1.1. ábra. A egyenáramú gép. a) Sematikus rajza, b) Vektorai.

Ebben az esetben a mezőhöz való orientálást mechanikai úton végzi el a gép saját maga: a kommutátorral a kefék megfelelő beállítása esetén. A nyomatékot az armatúraárammal, a fluxust a gerjesztéssel lehet szabályozni szétcsatoltan.

2.1.2. Állandómágneses szinuszmeghajtású szinkrongép

Ebben az esetben a forgórészen lévő állandómágnes által létrehozott

$$\bar{\psi}_p = \Psi_p e^{j\alpha} \quad (2.1.2)$$

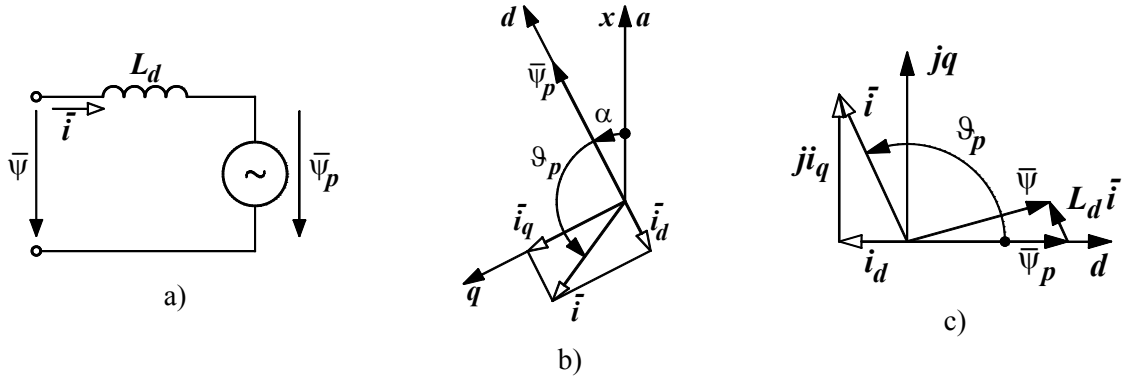
pólusfluxus vektorhoz orientálják CM áramvektor szabályozását. Az α szög az állórész „a” fázistengelyétől van mérve. Hengeres ($L_d=L_q$ szinkron induktivitású) gépet feltételezve a 2.1.2. ábra mutatja a helyettesítő képet és az \bar{i} áramvektort álló és mező (pólusmező) koordinátarendszerben pozitív nyomatékra. Mező koordinátarendszerben az áramvektor

$$\bar{i} = i_d + j i_q = i e^{j\vartheta_p} \quad (2.1.3)$$

Az i_q a nyomatékképző, az $i_d < 0$ az állórész mezőt gyengítő komponens:

$$m = \Psi_p i_q = \Psi_p i \sin \vartheta_p, \quad \psi = \sqrt{(\Psi_p + L_d i_d)^2 + (L_d i_q)^2}. \quad (2.1.4a,b)$$

Itt m a nyomaték, ψ az állórész $\bar{\psi} = \bar{\psi}_p + L_d \bar{i}$ fluxusvektorának az amplitúdója. Normál tartományban nulla a mezőgyengítő komponens ($i_d=0$), azaz $\vartheta_p = \pm 90^\circ$ a nyomatékszög.



2.1.2. ábra. Állandómágneses szinuszmegő szinkrongép. a) Helyettesítő vázlat, b) Vektorábra álló koordinátarendszerben, c) Vektorábra mező koordinátarendszerben.

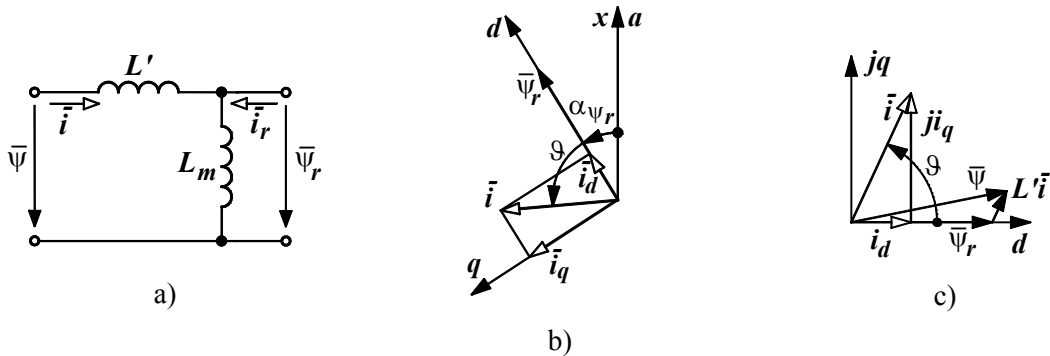
2.1.3. Kalickás forgórészű aszinkrongép

Ekkor a rövidrezárt forgórészrel kapcsolódó

$$\bar{\psi}_r = \psi_r e^{j\alpha_{\psi r}} \quad (2.1.5)$$

rotor fluxusvektorhoz orientálják az áramvektor szabályozást. A 2.1.3. ábra mutatja a helyettesítő képet és az \bar{i} áramvektort álló és mező (rotor fluxusvektor) koordinátarendszerben pozitív nyomatékre. Mező koordinátarendszerben az áramvektor

$$\bar{i} = i_d + j i_q = i e^{j\vartheta}. \quad (2.1.6)$$



2.1.3. ábra. Kalickás forgórészű aszinkrongép. a) Helyettesítő vázlat (redukált), b) Vektorábra álló koordinátarendszerben, c) Vektorábra mező koordinátarendszerben.

Az i_q a nyomatékképző, az $i_d > 0$ a fluxusképző komponens:

$$m = \psi_r i_q = \psi_r i \sin \vartheta, \quad \psi_r = L_m (i_d + i_{rd}) = L_m i_d - T_{r0} \frac{d\psi_r}{dt}. \quad (2.1.7a,b)$$

Itt $T_{r0} = L_m / R_r$ a rotorköri üresjárási időállandó (L_m a főmező inuktivitás, R_r a rotor ellenállás). Állandósult üzembn $i_{rd} = -(d\psi_r/dt)/R_r = 0$ és $\psi_r = L_m i_d$. Normál tartományban $i_d = i_{dn} = \Psi_m / L_m$ a névleges rotor fluxusnak megfelelő, mezőgyengítéses tartományban $i_d < i_{dn}$.

2.1.4. Csúszógyűrűs forgórészű, kétoldalról táplált aszinkrongép

Ezt a hajtástípust a 2.4. fejezetben részletesebben is tárgyalom, itt csak az áttekintés teljességének igénye miatt szerepeltetem.

Ebben az esetben a hálózatra kapcsolt állórész tekercseléssel kapcsolódó

$$\bar{\psi} = \psi e^{j\alpha_\psi} \quad (2.1.8)$$

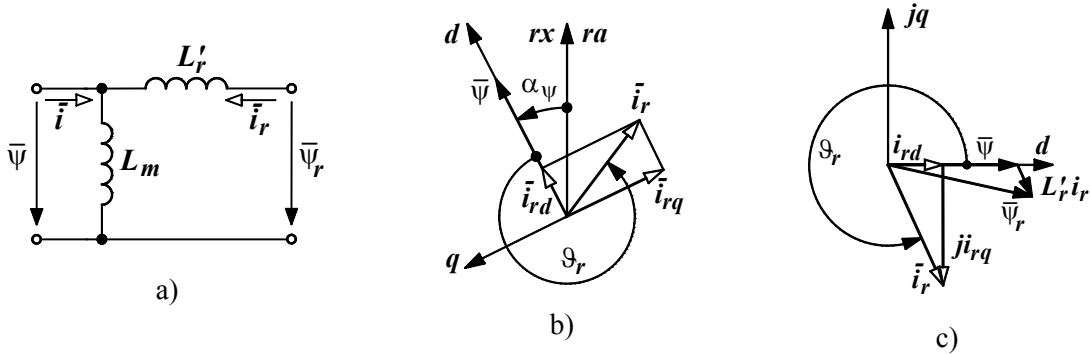
állórész fluxusvektorhoz orientálják a rotor áramvektor szabályozását. Itt α_ψ a rotor „ra” fázistengelyétől mért szög. A 2.1.4. ábra mutatja a helyettesítő képet és az \bar{i}_r rotor áramvektort forgórész és mező (állórész fluxusvektor) koordinátarendszerben $m>0$ nyomatékra. Mező koordinátarendszerben a rotor áramvektora

$$\bar{i}_r = i_{rd} + j i_{rq} = i_r e^{j\vartheta_r} \quad (2.1.9)$$

Az i_{rq} a nyomatékképző, az i_{rd} a fluxusképző komponens:

$$m = \psi i_q = -\psi i_{rq} = -\psi i_r \sin \vartheta_r, \quad \psi = L_m (i_d + i_{rd}). \quad (2.1.10a,b)$$

Itt $i_d + j i_q = \bar{i}$ az állórész áramvektor mező koordinátarendszerben. (2.1.10b)-ből látható, hogy a fluxusképzési feladat megosztható az állórész és a forgórész között. Ha $i_{rd}=0$ akkor az állórész, ha $i_d=0$ akkor a forgórész, ha $i_d=i_{rd}=0,5\psi/L_m$ akkor fele-fele arányban az állórész és a forgórész hozza létre a ψ fluxust. Mezőgyengítés nem lehetséges, mert ideális hálózatot és $R \approx 0$ állórész ellenállást feltételezve $\psi \approx \text{const}$.



2.1.4. ábra. Csúszógyűrűs forgórészű, kétoldalról táplált aszinkrongép.
a) Helyettesítő vázlat (redukált), b) Vektorábra forgórész koordinátarendszerben,
c) Vektorábra mező koordinátarendszerben.

2.2. Hálózatorientált áramvektor szabályozások

Ekkor ideális esetben az

$$\bar{u}_\ell = U_\ell e^{j\omega_\ell t} \quad (2.2.1)$$

hálózati feszültségvektorhoz, illetve ennek az integráltjaként kapott fiktív

$$\bar{\psi}_\ell = \bar{\Psi}_\ell e^{j\omega_\ell t} \quad (2.2.2)$$

fluxusvektorhoz orientálják a CL áramirányító áramvektor szabályozását ($\bar{\Psi}_\ell = U_\ell / (j\omega_\ell)$). A 2.2.1. ábra mutatja a helyettesítő képet és az \bar{i}_ℓ áramvektort álló és feszültségvektorhoz rögzített koordináta-rendszerben (\bar{u}_ℓ az CL által kiadott feszültségvektor, L a soros induktivitás). Ebben a koordináta-rendszerben az áramvektor

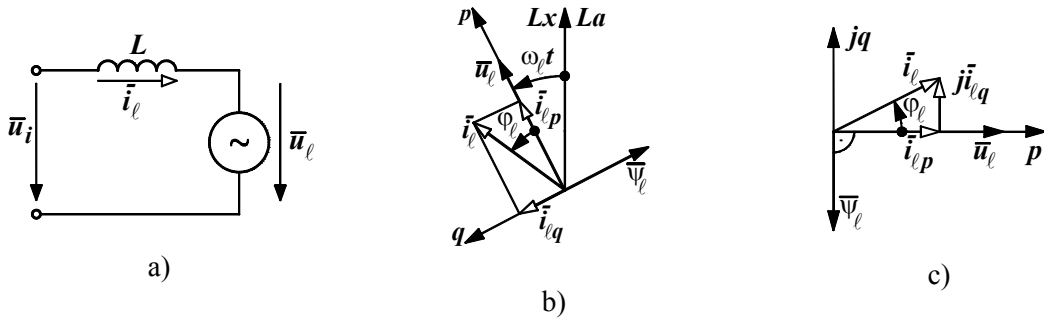
$$\bar{i}_\ell = i_{\ell p} + j i_{\ell q} = i_\ell e^{j\varphi_\ell}. \quad (2.2.3)$$

Az $i_{\ell p}$ hatásos és az $i_{\ell q}$ meddő áramkomponensekkel számítható a hatásos és a meddő teljesítmény:

$$p = U_\ell i_{\ell p} = U_\ell i_\ell \cos \varphi_\ell, \quad q = U_\ell i_{\ell q} = U_\ell i_\ell \sin \varphi_\ell. \quad (2.2.4a,b)$$

A p hatásos teljesítménnyel, illetve az $i_{\ell p}$ áramkomponenssel szabályozható a közbülső kör u_{dc} egyenfeszültség: A hatásos teljesítmény alapjelét az egyenfeszültség szabályozó állítja elő. Ennek az alapfeladata az egyenfeszültség állandó értéken tartása. Ezért ez olyan hatásos teljesítmény alapjelet állít be, amely teljesítmény egyensúlyt biztosít, állandó értéken tartva a C_{dc} egyenáramú kondenzátorban lévő energiát.

Az $i_{\ell q} = 0$ esetben csak hatásos teljesítmény áramlik át a CL áramirányítón.



2.2.1. ábra. Hálózati oldal. a) Helyettesítő vázlat, b) Vektorábra álló koordináta-rendszerben, c) Vektorábra hálózati feszültségvektorhoz rögzített koordináta-rendszerben.

2.3. Az áramvektor szabályozások megvalósítási lehetőségei

Az áramvektor szabályozások általánosan két szempont szerint csoportosíthatók:

I. A szabályozás koordináta-rendszere szerint:

1. Kétféle Descartes koordináta-rendszert értelmezünk és használunk (az első betű a valós, a második betű a képzetes koordinátát jelöli):
 - a) A motoroldali áramirányítóhoz kötött koordináta-rendszer. Ezt mindig x-y-nal jelöljük és általában az x tengelyt az „a” fázisának tengelyéhez kötjük:
 - Az állórészhez kapcsolódó motoroldali áramirányító esetén ez az x-y koordináta-rendszer (2.1.2b és 2.1.3b ábra).
 - A forgórészhez kapcsolódó motoroldali áramirányító esetén ez az rx-ry koordináta-rendszer (2.1.4b ábra).
 - Ennek a koordináta-rendszernek van egy speciális esete: amikor fázismennyiségekkel dolgozunk. Ezt **abc vagy háromfázisú koordináta-rendszernek hívjuk** (2.4.5. és 2.5.3. ábra).

Ebben a koordináta-rendszerekben a mennyiségek szabályozóinak alapjelei váltakozó mennyiségek.

b) Az orientáló vektorhoz kötött forgó koordináta-rendszer.

Jelölése nem egyértelműen mindig ugyanaz. Mezőhöz orientálás esetén d-q szokásos, hálózathoz orientálás esetén α - β vagy p-q (hatásos meddő) szokásos (ezek irányítottságban is eltérnek). A valós tengelyt kötjük általában az orientáló vektorhoz (2.1.2c, 2.1.3c, és 2.1.4c ábra). A hálózathoz nem egyértelmű a kétféle koordináta-rendszer és a kétféle lehetséges orientáló vektor miatt: β és p a (2.2.1) feszültségvektorhoz kötött, α a (2.2.2) fluxusvektorhoz kötött és q vele ellentétes (szabályozási blokkvázlatok: 2.4.6. ábra; 2.5.2. ábra; Vektorábrák: 2.2.1c ábra, 3.5.4d ábra).

Forgó koordináta-rendszerekben (d-q, α - β , p-q) a mennyiségek szabályozóinak alapjelei egyen jellegű mennyiségek.

2. Ugyanezen koordináta-rendszerek használhatók polár koordinátáikkal is.

Az alapjelek megfelelő beállításával az áramvektor szabályozás bármelyik koordináta-rendszerben megoldható. A gyakorlatban főleg a **kiemelt** (nem polár) változatok terjedtek el: **Az abc vagy háromfázisú koordináta-rendszer; Az orientáló vektorhoz kötött forgó koordináta-rendszer.**

II. A beavatkozás (az inverter vezérlése) szerint:

A szabályozás által előírt áramvektort mindig a feszültség inverter megfelelő ISZM vezérlésével kényszerítjük ki (áramszabályozott feszültség inverter). Ez az áramkényszer csak akkor működik jól, ha a feszültséggel tényleg kézben tudjuk tartani az áramot megfelelő gyakoriságú beavatkozással, megfelelően nagy kapcsolási frekvenciával.

Az ISZM áram szabályozásnak két alapesete van:

1. Közvetett ISZM áram szabályozás (2.4.5. ábra, 2.4.6. ábra, 2.5.2. ábra). Ilyenkor ISZM vezérlőt alkalmazunk az áram alapjelek kikényszerítésére. Előny, hogy hagyományos pl. PI típusú áramszabályozók alkalmazhatók és a kapcsolási frekvencia állandó. Hátránya, hogy több koordináta transzformáció is szükséges lehet attól függően, hogy az áram

szabályozást melyik koordináta-rendszerben hajtjuk végre (ld. I-es pont fentebb). Maga az ISZM vezérlő is kétféle lehet:

- a) Háromfázisú ISZM vezérlő (2.4.5. ábra) (2.5.3. ábra eredeti verziója).
 - b) Térvektoros ISZM vezérlő (2.4.6. ábra) (2.5.2. ábra).
2. Közvetlen ISZM áramszabályozó. Ekkor nincs ISZM vezérlő, a szabályozott jellemző hibajele közvetlenül vezérli az inverter teljesítmény kapcsolóit (pl. hiszterézises áram kétpont szabályozással, melynek előnye, hogy általában kevesebb koordináta transzformáció kell és a szabályozás robusztus). Hátránya a nem állandó kapcsolási frekvencia (2.5.3. ábra módosított szaggatottan keretezett verziója).

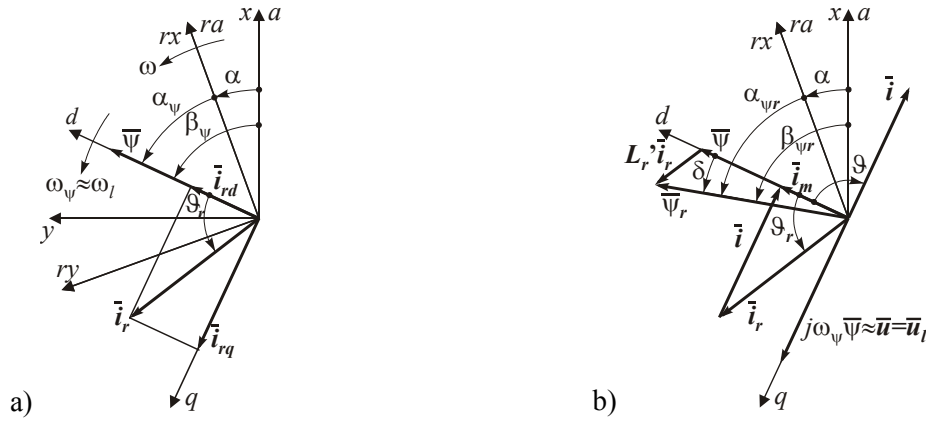
Az előreutaló ábra hivatkozásokból is látszik, hogy a következő alfejezetekben konkrét alkalmazását is látni fogjuk az itt összefoglalt lehetőségeknek.

2.4.1.1. Vektorábrák, nyomatékképzés

Az állórészhez rögzített (x-y), a forgórészhez rögzített (rx-ry) és a $\bar{\psi}$ fluxusvektorhoz rögzített (d-q) koordináta-rendszerek kapcsolatát és a $\bar{\psi}$, a $\bar{\psi}_r$, az \bar{u} , az \bar{i} és az \bar{i}_r vektorokat mutatják a 2.4.2a és 2.4.2b ábrák (a vektorok generátoros üzemnek felelnek meg). A $\bar{\psi}$ fluxusvektorhoz rögzített (d-q) koordináta-rendszerben a fluxusok, az állórész feszültség és az áramok vektorai ($R=0$ -t feltételezve):

$$\bar{\psi} = \Psi = U_\ell / \omega_\ell, \quad \bar{\psi}_r = \psi_{rd} + j\psi_{rq} = \psi_r e^{j\delta}, \quad \bar{u} = jU_\ell. \quad (2.4.2a-c)$$

$$\bar{i} = i_d + ji_q = ie^{j\theta}, \quad \bar{i}_r = i_{rd} + ji_{rq} = i_r e^{j\theta_r}. \quad (2.4.3a,b)$$



2.4.2. ábra. Vektorábrák különböző koordináta-rendszerekben.

A valóságban a $\bar{\psi}$ fluxusvektor ψ amplitúdója a fenti Ψ -től kismértékben eltér. A helyettesítő vázlat (2.1.4a ábra) alapján felírható $\bar{i}_m = \bar{i} + \bar{i}_r = \bar{\psi} / L_m$ csomóponti egyenletet és a $\bar{\psi}_r = \bar{\psi} + L'_r \bar{i}_r$ fluxus egyenletet d-q komponensekre bontva (hasonlóan (2.1.10)-hez:

$$i_d + i_{rd} = \psi / L_m, \quad i_q + i_{rq} = 0. \quad (2.4.4a,b)$$

$$\psi_{rd} = \psi + L'_r i_{rd}, \quad \psi_{rq} = L'_r i_{rq}. \quad (2.4.5a,b)$$

A nyomaték az állórész és a forgórész árammal egyaránt számítható (2.1.10):

$$m = \psi i_q = \psi \sin \theta = -\psi i_{rq} = -\psi i_r \sin \theta_r. \quad (2.4.6)$$

Megállapítható, hogy az állórész áram i_d és a rotor áram i_{rd} komponense a fluxusképzésben, az i_q és i_{rq} komponensek a nyomatékképzésben vesznek részt. A d irányú áramkomponenseket fluxusképző, a q irányúakat nyomatékképző komponenseknek nevezik. A θ és a θ_r nyomatékszögek a $\bar{\psi}$ fluxusvektor és az \bar{i} , \bar{i}_r áramvektorok között mérhetők. Felhasználva a $\psi_{rq} = L'_r i_{rq} = \psi_r \sin \delta$ összefüggést a nyomaték a fluxusokkal is számítható:

$$m = -\psi \psi_r \sin \delta / L'_r \approx -\psi \psi_r \delta / L'_r. \quad (2.4.7)$$

Az üzemi tartományban elfogadható a közelítő alak is, mivel a $\bar{\psi}$ és a $\bar{\psi}_r$ fluxusok közötti δ terhelési szög kicsi.

A mező koordináta-rendszerbeli állórész feszültség egyenletnek ($\bar{u} = R\bar{i} + d\bar{\psi}/dt + j\omega_\psi \bar{\psi}$) q komponens egyenlete $u_q = U_\ell$ közelítéssel (ld. 2.4.2b ábra) a következő formában írható fel:

$$\psi = (U_\ell - R i_q) / \omega_\psi = (U_\ell + R i_{rq}) / \omega_\psi. \quad (2.4.8)$$

Ebből látható, hogy a ψ fluxusra kissé hatnak a nyomatékképző i_q és i_{rq} áramkomponensek is.

2.4.1.2. Állandósult üzem alapharmonikusokkal

A következőkben a kétoldalról táplált gép tulajdonságait alapharmonikusokkal (1 indexek), állandósult üzemben vizsgálom. Ekkor d-q mező koordinátarendszerben álló vektorokat kapunk. Az állórész $\bar{\Psi}_1$ fluxusvektora és \bar{U}_1 feszültségvektora $R=0$ közelítéssel a (2.4.2a,c) összefüggéseknek megfelelően: $\bar{\Psi}_1 = \Psi = U_\ell / \omega_\ell$, $\bar{U}_1 = jU_\ell$. Az állórész és a forgórész áramvektorok:

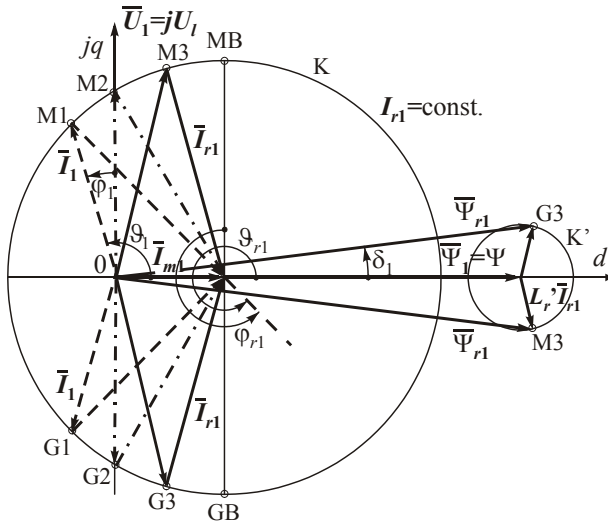
$$\bar{I}_1 = I_{1d} + jI_{1q} = I_1 e^{j\vartheta_1}, \quad \bar{I}_{r1} = I_{r1d} + jI_{r1q} = I_{r1} e^{j\vartheta_{r1}}. \quad (2.4.9a,b)$$

Az állórész áramvektort az $\bar{I}_{m1} = \bar{I}_1 + \bar{I}_{r1} = \Psi / L_m$ csomóponti egyenletből kifejezve:

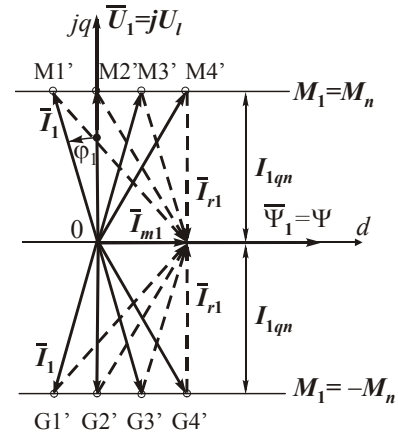
$$\bar{I}_1 = \bar{I}_{m1} - \bar{I}_{r1} = \Psi / L_m - I_{r1} e^{j\vartheta_{r1}}. \quad (2.4.10)$$

A $\Psi = \text{const.}$ és $I_{r1} = \text{const.}$ feltételezéssel kapott \bar{I}_1 áramvektor diagram körpályát ír le ϑ_{r1} változtatásakor (2.4.3. ábra). A K jelű kör középpontját az $\bar{I}_{m1} = \Psi / L_m$ mágnesező áramvektor határozza meg, sugara a forgórész áramvektor I_{r1} amplitúdója. A forgórész fluxusvektor $\bar{\Psi}_{r1}$ komplex amplitúdója is körpályán mozog ugyanekkor:

$$\bar{\Psi}_{r1} = \bar{\Psi}_1 + L'_r \bar{I}_{r1} = \Psi + L'_r I_{r1} e^{j\vartheta_{r1}}. \quad (2.4.11)$$



2.4.3. ábra. Az állórész alapharmonikus áramának és forgórész fluxusának pályája.



2.4.4. ábra. A névleges nyomaték kifejtése különböző optimalizált munkapontokban.

A K' jelű kör középpontja Ψ , sugara $L'_r I_{r1}$. Az \bar{I}_1 állórész áram K jelű áramvektor diagramja a hengeres forgórészű szinkrongép állandó gerjesztés melletti áramvektor diagramjához hasonló, az I_{r1} forgórész áram veszi át a gerjesztőáram szerepét. Az M jelű pontok motoros, a G jelűek generátoros üzemhez tartoznak. Az M1 és G1 pontokban túlgerjesztett, az M3 és G3 pontokban alulgerjesztett a kétoldalról táplált aszinkrongép. Az M2 és G2 határpontokban $\sin\vartheta_1 = \cos\varphi_1 = \pm 1$. Az M3 és G3 pontokat a K' körön is bejelöltük.

Az alapharmonikus nyomaték (2.4.6)-hoz és (2.4.7)-hez hasonlóan számolható:

$$M_1 = \Psi I_{1q} = \Psi I_1 \sin\vartheta_1 = -\Psi I_{r1q} = -\Psi I_{r1} \sin\vartheta_{r1}, \quad (2.4.12)$$

$$M_1 = -\Psi \Psi_{r1} \sin \delta_1 / L'_r \approx -\Psi \Psi_{r1} \delta_1 / L'_r. \quad (2.4.13)$$

Az $R=0$ közelítés következtében az aszinkrongép állórészoldali $P_1=P_f=M_1\omega_1=M_1\omega$ hatásos és Q_1 meddő kapocsteljesítménye is felírható a d-q áramösszetevőkkel:

$$P_1 = U_{\ell} I_{1q} = -U_{\ell} I_{r1q}, \quad Q_1 = U_{\ell} I_{1d} = U_{\ell}^2 / X_m - U_{\ell} I_{r1d}. \quad (2.4.14a,b)$$

Itt $X_m = \omega / L_m$ a főmező reaktancia. Fogyasztói pozitív irányokat használók: a fenti képletekben a motoros nyomaték és a hálózathoz felvett teljesítmények előjele pozitív. Látható, hogy a forgórész áram $I_{r1q} = I_{r1} \sin \vartheta_{r1}$ képzetes komponensével az aszinkrongép M_1 nyomatéka és P_1 teljesítménye, az $I_{r1d} = I_{r1} \cos \vartheta_{r1}$ valós komponensével a Q_1 meddő teljesítménye szabályozható. Emiatt I_{r1q} -t hatásos, I_{r1d} -t meddő komponensnek nevezik. Ezek a szabályozási feladatok az \bar{I}_r forgórész áramvektornak a $\bar{\psi}$ állórész fluxusvektorhoz (közelítőleg az \bar{u}_{ℓ} hálózati feszültségvektorhoz) orientált áramvektor szabályozásával oldhatók meg.

A (2.4.12) összefüggésből következik, hogy adott I_{r1} forgórész áram amplitúdóval $\sin \vartheta_{r1} = \pm 1$ -nél ($\vartheta_{r1} = \pm 90^\circ$ nyomatékszögénél) adódik a legnagyobb abszolútértékű $M_{\max} = \Psi I_{r1}$ nyomaték. Ekkor a forgórészben a $\bar{\psi}$ fluxus által indukált feszültség és az áram alapharmonikus fázisban, vagy ellenfázisban van, a fázisszög $\varphi_{r1} = 0^\circ$ vagy 180° . A 2.4.3. ábrában motoros üzemben MB, generátorosban GB jelöli ezt a pontot. A $\bar{\psi}$ fluxusvektorhoz orientált áramvektor szabályozással a kétoldalról táplált aszinkrongép akár az MB akár, a GB pontban is képes stabilisan üzemelni az önvezérlés következtében.

A névleges nyomaték kifejtése a rotor áramvektor szabályozásával különböző szempontok szerint optimalizált munkapontokban lehetséges: Kétoldalról táplált üzemben a M_n névleges nyomaték az $\bar{I}_{1n} = I_{1dn} + j I_{1qn}$ névleges állórész áramnak csak az $I_{1qn} = -I_{r1qn} = M_n / \Psi$ képzetes, hatásos komponensét írja elő. Az $I_{1dn} = \Psi / L_m - I_{r1dn}$ valós, meddő komponens I_{r1dn} -nel változtatható (2.4.4. ábra). Az állórész tekercs áramigénybevétele az $M2'$, $G2'$ ($\cos \varphi_1 = \pm 1$), a forgórész tekercs áramigénybevétele az $M4'$, $G4'$ ($\cos \varphi_1 = \pm 1$) pontokban minimális. Az eredő $P_{\text{Cus}} + P_{\text{Cur}}$ tekercsvesztesség (rézvesztesség) szempontjából optimalizált névleges pont az $M2'$ és $M4'$ ($G2'$ és $G4'$) pontok között (az $M3'$ és $G3'$ környékén) az R/R_r ellenállásaránytól függő helyen van. Megegyező $R = R_r$ ellenállásoknál $I_{1dn} = I_{r1dn} = (1/2) \Psi / L_m$ jelenti optimumot, amikor a mágnesező áram felét az állórész, felét a forgórész fedezi. A kétoldalról táplált aszinkrongép méretezésekor figyelembe kell venni azt, hogy a névleges pontban mekkora $\cos \varphi_{1n}$ fázistényezőt akarunk beállítani.

A 2.4.1. ábrán látható kétoldalról táplált aszinkrongépénél mind a két feszültség inverter kapcsolású áramirányító áramvektor szabályozással rendelkezik. A CL hálózati áramirányító áramvektor szabályozása lehetővé teszi, hogy a CL feszültség inverter hálózati árama közelítőleg szinuszos legyen $\cos \varphi_{1l} = \pm 1$ fázistényezővel. Ha ezzel egyidejűleg a CM gépoldali áramirányítót $\cos \varphi_1 = \pm 1$ állórész áramot eredményező önvezérelt áramvektor szabályozással látjuk el, akkor a hajtás eredő hálózati árama is $\cos \varphi_{1l} = \pm 1$ fázistényezőjű és közelítőleg szinuszos alakú lesz. Ennek megfelelően a kétoldalról táplált korszerű hajtások nem igényelnek plusz meddő kompenzációt, sőt az eredő hálózati áram akár kapacitívva is tehető.

2.4.2. A mezőorientált áramvektor szabályozások megvalósítása

Kidolgoztam, hogy a mezőorientált áramvektor szabályozások hogyan valósíthatók meg a kétoldalról táplált aszinkron szélgenerátornál.

A szélérőmű CCU jelű központi szabályozó-vezérlő egysége (Central Control Unit) a mért v szélsébség és a p_l hálózati hatásos teljesítmény függvényében előírja a szélturbina

C β lapátszög szabályozója részére az optimális β_{ref} lapátszög alapjelet és a generátor GC szabályozója (Generator Control) részére az optimális w_{ref} szögsebesség alapjelet (2.4.1. ábra). A GC a CM áramirányítóval a w szögsebességet, a CL áramirányítóval az u_{dc} egyenfeszültséget szabályozza. A továbbiakban itt csak a CM szabályozását tárgyalom, mindkét áramirányító szabályozására a 3.5.2. fejezetben mutatok alkalmazási példát.

A gyakorlatban alkalmazott változatokat mutatják a 2.4.5-6. ábrák és a 3.4.1. ábra. A szögsebesség szabályozásnak mind a három esetben nyomaték szabályozás van alárendelve (explicit vagy implicit), mivel az CW szögsebesség szabályozó adja az m_{ref} nyomaték alapjelet. Az m_{ref} alapjel (2.4.6) alapján meghatározza a forgórész áram nyomatékképző komponensének az alapjelét:

$$i_{rqref} = -m_{ref}/\psi. \quad (2.4.15)$$

Az állórész fluxusvektor ψ (vagy ψ_s) amplitúdóját gépmodell állítja elő. A szögsebesség alapjel mellett mindhárom esetben előírjuk az állórész áram fluxusképző komponensének az i_{dref} alapjelét, ami közvetlenül meghatározza az állórész áram meddő komponensét, közvetetten az állórész $q=U/i_d$ meddő teljesítményét. Az i_{dref} alapjel (2.4.4a) szerint előírja a forgórész áram fluxusképző komponensének az alapjelét:

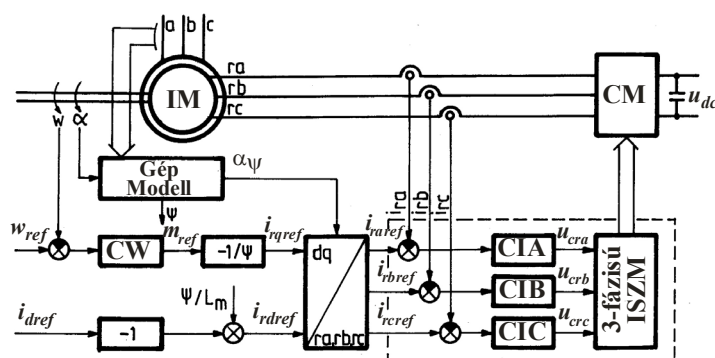
$$i_{rdref} = \psi/L_m - i_{dref}. \quad (2.4.16)$$

2.4.2.1. Közvetlen nyomaték és fluxus szabályozás

Ezt a változatot a 3.4. és 3.5.2. fejezetekben részletesen tárgyalom és vizsgálom. Azért szerepeltetem itt is, hogy az áramvektor szabályozásokról teljes képet kapjunk. Amint a 2. fejezet felvezetőjében megjegyeztem: ez is minősíthető áramvektor szabályozásnak, csak az ekkor indirekt módon valósul meg. A 3.5.2. fejezetben vizsgált folyamat ugyanaz, mint itt (2.4.4. fejezet). Az eredmények összehasonlítása és egyezése bizonyítja a közvetlen nyomaték és fluxus szabályozás alkalmazhatóságát indirekt áramvektor szabályozásra.

2.4.2.2. Mezőorientált áramvektor szabályozás fázisáramokkal

A 2.4.5. ábrában a (2.4.15, 2.4.16) szerint meghatározott i_{rqref} és i_{rdref} alapjelekből meghatározzák az i_{raref} , i_{rbref} , i_{rcref} rotor fázisáram alapjeleket és ezeket szabályozzák a CIA, CIB, CIC fázisonkénti áramszabályozókkal. A CM feszültség invertert az áramszabályozók u_{cra} , u_{crb} , u_{crc} kimenő (vezérlő, control) jeleinek megfelelően vezérli a háromfázisú ISZM modulátor. Az áramszabályozók beállításának könnyítése céljából az u_{cra} , u_{crb} , u_{crc} jelekben kikompenzáljuk a $\bar{\psi}$ fluxus által a forgórész fázisokban indukált feszültségeket (ez nem szerepel a 2.4.5. ábrában). E szabályozás előnye a gyakorlatilag állandó kapcsolási frekvencia és az egyetlen koordináta transzformáció. A szaggatottan körülhatárolt rész három fázisonkénti robusztus áram kétpont szabályozóval is megoldható. Ekkor csak a ΔI fázisáram toleranciasáv állítható, a kapcsolási frekvencia változó.



2.4.5. ábra. Mezőorientált áramvektor szabályozás fázisáramokkal.

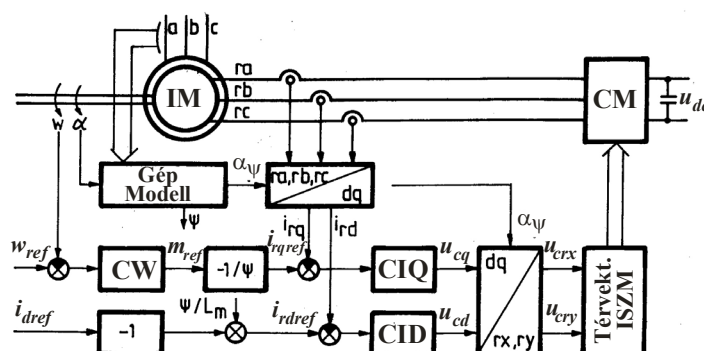
2.4.2.3. Mezőorientált szabályozás d-q rotor áram komponensekkel

A 2.4.6. ábrában a mért i_{ra} , i_{rb} , i_{rc} rotor fázisáramokból koordináta transzformációval előállítják az i_{rd} és i_{rq} ellenőrző jeleket és a rotor áram d-q komponenseit szabályozzák az CID és CIQ áramszabályozókkal. Az áramszabályozók forgórész koordinátarendszerbe áttanszformált u_{crx} , u_{cry} kimenő jelei működtetik a térvektoros ISZM vezérlőt. A mező koordinátarendszerben felírt forgórész feszültségegyenlet komponensekből

$$u_{rd} = R_{rd} i_{rd} + L'_{rd} di_{rd}/dt + d\psi/dt - w_{\psi} L'_{rd} i_{rq}, \quad (2.4.17a)$$

$$u_{rq} = R_{r,rq} i_{rq} + L'_{r} di_{rq} / dt + w_{\psi} L'_{r} i_{rd} + w_{\psi} \psi \quad (2.4.17b)$$

látható, hogy a szétcsatolás a d és q irányok között nem teljes mértékű ($w_\psi = \omega_\psi - \omega = d\alpha_\psi/dt$). A kereszbecsatolásokat és a $w_\psi\psi$ aktív feszültséget célszerű kikompenzálni az u_{cd} és u_{cq} vezérlő jeleknél. A kompenzálások eredményeként az CID és CIQ áramszabályozók úgy állíthatók be mintha passzív $L'_r - R_r$ körök áramát kellene szabályozni (a kompenzálások nem szerepelnek a 2.4.6. ábrában). E szabályozás előnye az állandó kapcsolási frekvencia, hátránya a kétszeres koordináta transzformáció.



2.4.6. ábra. Mezőorientált szabályozás d-q rotor áram komponensekkel és térvektoros ISZM-mel.

2.4.3. Az állórész fluxus lüktetése

Meghatároztam a kétoldalról táplálás esetén jelentkező állórész fluxus lüktetés okát és megoldást adtam kompenzálására.

Kétoldalról táplált aszinkrongép esetén az állórész fluxus amplitúdójának nem csillapodó, sőt erősödő lengése mutatkozik [2-10]. Ez a fejezet az ok felderítésére és a jelenség hatásának csökkentésére vállalkozik.

2.4.3.1. A jelenség fizikai oka

A kétoldalról táplálás kétoldali kényszert jelent:

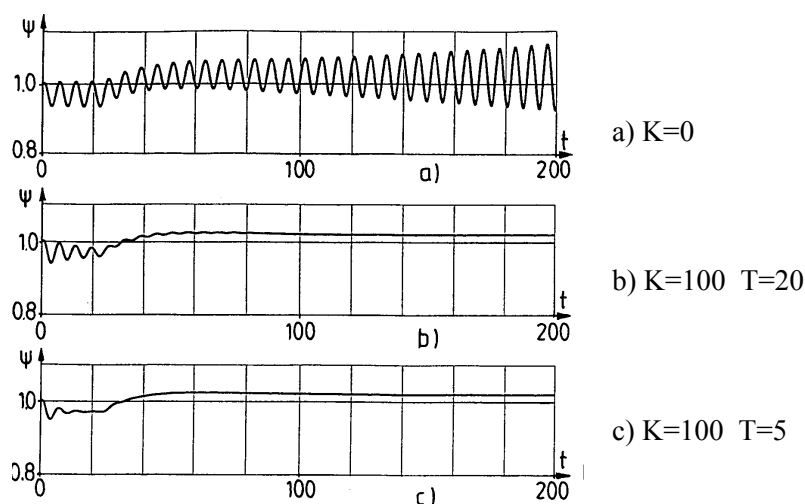
- Az állórészen az állandó hálózati feszültség jelent egy kényszert (ami közelítőleg fluxus kényszer is).
- A forgórészen a gyors áram szabályozások áramkényszert jelentenek (az állórész fluxust befolyásoló fluxus képző áramra is).

Fizikailag ez a kétoldali kényszer magyarázza az állórész fluxus amplitúdó nem csillapodó lüktetését.

Kalickás forgórészű aszinkrongépnél nincs kettős kényszer, ezért nem lüktet a szabályozott rotor fluxus amplitúdója. Ráadásul ott a rövidrezárt forgórész csillapító hatása is érvényesül. Ez a csillapító hatás veszik el a forgórész áramgenerátoros táplálásával, ami fizikailag szakadt forgórészszel egyenértékű.

2.4.3.2. A jelenség hatásának csökkentésére javasolt módszerek

A 2.4.7. ábra a $\bar{\psi}$ állórész fluxusvektor ψ amplitúdóját mutatja három esetre. A vizsgált folyamat a következő, 2.4.4. fejezetben leírtak szerinti motoros-generátoros átmenet. Mindegyik esetben $i_{dref}=0$ lett beállítva, ennek következtében $i_{rdref}=\psi/L_m$, ekkor a teljes $i_m=i_d+i_{rd}=\psi/L_m$ mágnesező áramot a forgórész fedezi. Az a) ábrát eredményező megoldásban gyors CID és CIQ áramszabályozókat alkalmaztam. Megállapítható, hogy ilyenkor a ψ fluxusamplitúdó egyre növekvő amplitúdójú, jó közelítéssel $f_f=50\text{Hz}$ frekvenciájú lengéseket végez.



2.4.7. ábra. Az állórész fluxus amplitúdójának lüktetése és a javasolt megoldás hatása.

Az általam javasolt a vizsgált lengéseket kiküszöbölő módszerek a jelenség fizikai okának megértésén alapulnak: A fluxusra ható áramkényszer bizonyos mértékig csökkenthető vagy az áram szabályozás lassításával, vagy a fluxusképző áram alapjelen keresztüli kompenzációval. Ez a következő módszerekkel valósítható meg:

1. Az $f_f=50\text{Hz}$ frekvenciához viszonyítva lassú CIQ áramszabályozó alkalmazása. Mivel ez, a keresztirányú CIQ szabályozó szabja meg a nyomatékot, így e megoldás alkalmazásakor romlanak a hajtás dinamikai tulajdonságai, de ez szélgenerátoroknál nem okoz komoly problémát, mert itt nincs igény jó dinamikájú hajtásra.
2. Megtartható a gyors CIQ áramszabályozó, ha a hosszirányú rotor áram alapjel

$$i_{rdref}=\psi/L_m-i_{dref}-s\psi K/(1+sT) \quad (2.4.18)$$

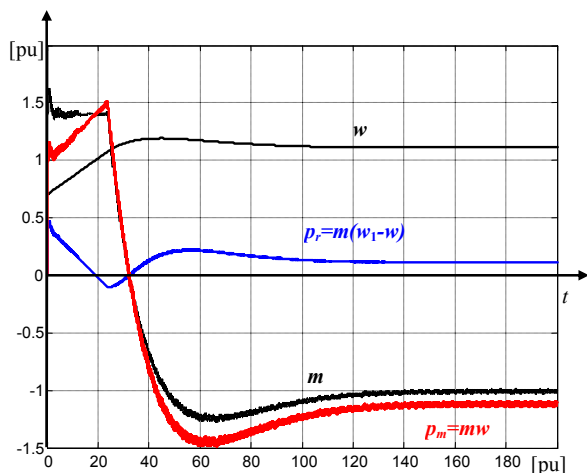
összefüggés szerint az $s\psi$ fluxus deriválttól is függ. A 2.4.7a ábrában $K=0$, a b)-ben $K=100$, $T=20$, a c)-ben $K=100$, $T=5$. A c) ábrában a ψ fluxusamplitúdó gyakorlatilag lengésmentes, de ilyenkor a tranziensek alatt az i_d és i_{rd} áramkomponensek nagymértékben eltérnek az $i_{dref}=0$ -hoz tartozó $i_{rd}=i_m=\psi/L_m$ és $i_d=0$ ideálistól. Erre tekintettel a javasolt kompromisszumos beállítás a 2.4.7b ábrához tartozó K és T (a későbbi szimulációs vizsgálatok is ezt használják).

2.4.4. Szimulációs eredmények

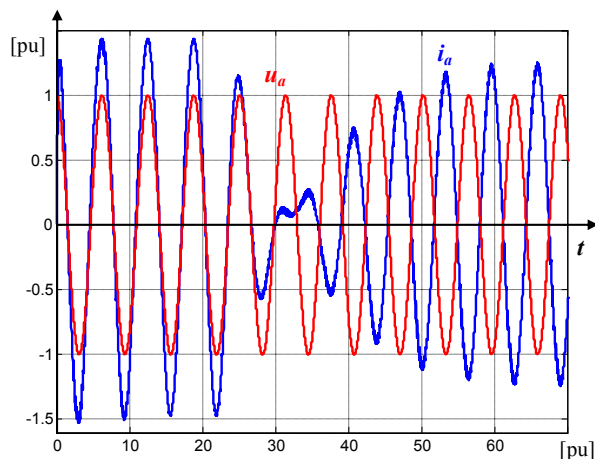
A 2.4.6. ábra szerinti térvektoros ISZM vezérlős áramvektor szabályozással kapott eredményeket mutatom be $U_{dc}=\text{const.}$ mellett. A főbb adatok relatív egységekben: Hálózat: $f_f=50\text{Hz}$ ($\omega_f=314/\text{s}$), $U_f=1$; CM inverter: $U_{dc}=3$; Csúszógyűrűs aszinkrongép: $L_m=2$, $L'_r=0,2$, $R=R_r=0,02$; Gépcsoport: $T_{stn}=157$ (névleges indítási idő viszonylagos egységben, ami fizikai egységben $T_{stn}/\omega_f=0,5\text{s}$); Szabályozó: $w_{ref}=1,111$, $i_{dref}=0$, i_{rq} korlátja: $\pm 1,4$.

A 2.4.7-10. ábrák a szélturbina-aszinkrongenerátor gépcsoport $w_{ref}=1,111$ szögsebesség alapjelre való felfutását mutatják $w=0,7$ kezdeti szögsebességet, $\psi=1$ kezdeti állórész fluxust és $i_d=\psi/L_m=0,5$, $i_q=0$, $i_{rd}=0$, $i_{rq}=0$ kezdeti áramkomponenseket feltételezve. Az aszinkrongép kezdetben motorként üzemel ($m>0$, $i_q>0$, $i_{rq}<0$), majd generátoros üzemre ($m<0$, $i_q<0$, $i_{rq}>0$) tér át és kis túllendüléssel rááll a névleges ($W=1,111$, $M=-1$) pontra. A térvektoros szabályozás $\tau=0,06pu$ mintavételi idővel (5,23kHz mintavételi frekvenciával) működik.

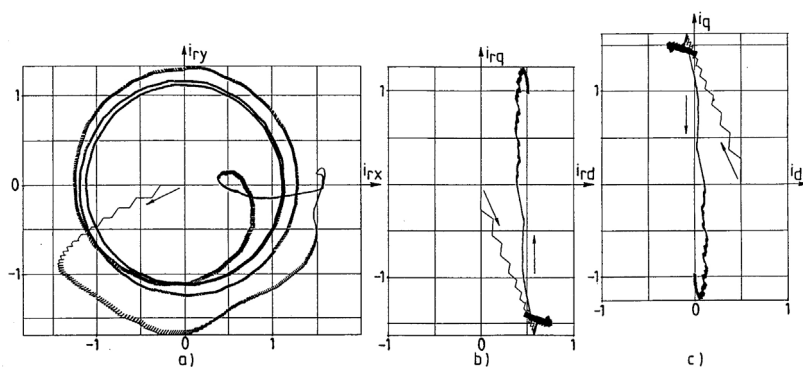
A már tárgyalt fluxus amplitúdót mutató 2.4.7. ábra b) verziója szerinti kompenzáló paramétereket használtam a folyamat vizsgálatakor, 2.4.7. ábra is erre a folyamatra lett felrajzolva. A ψ fluxus amplitúdót motoros üzemben csökkenti, generátorosban növeli az ohmos feszültségesés (2.4.7. ábra).



2.4.8. ábra. Nyomaték, szögsebesség, teljesítmények.



2.4.9. ábra. Az állórész fázisfeszültsége és árama.



2.4.10. ábra. Forgórész (a,b) és állórész (c) áramvektorok.

A 2.4.8. ábrában megfigyelhető a szinkron szögsebességen való átmenet ($w=1$ -nél), a motoros-generátoros üzemmód váltás ($m=0$ -nál), a $p_m=mw$ mechanikai és a $p_r=m(w_1-w)$ rotorköri teljesítmény áramlási iránya, p_r kis értéke. Az i_a állórész fázisáram motoros üzemben fázisban, generátorosban ellenfázisban van az $u_a=u_{/a}$ fázisfeszültséggel (2.4.9. ábra).

A 2.4.10a ábrán látható az \bar{i}_r rotor áramvektor forgásirányának a megváltozása a szinkron szögsebességen való átmenet miatt. A 2.4.10b-c ábrákon nyomon követhető az i_d és i_{rd} komponensekben a fluxusképzésben bekövetkező szerepcseré az állórész és a forgórész között, az $i_q=-i_{rq}$ komponensekben pedig a nyomaték előjelváltása. A d irányban tapasztalható lüktetés a fluxus-lüktetés kompenzálásának hatása. Ennek elfogadható értéken tartása indokolta a 2.4.7b ábra szerinti kompenzációs paraméterek választását.

2.5. A hálózati csatlakozást támogató járulékos szolgáltatások áramvektor szabályozott hálózati áramirányítókkal

[2-S32], [2-S18]

Kidolgoztam az áramvektor szabályozott hálózati áramirányítókkal megvalósítható, a hálózati csatlakozást támogató járulékos szolgáltatások elvi alapjait és megvalósítási lehetőségeit. Ezek a következők: hálózati felharmonikusok szűrése, aszimmetrikus terhelés kompenzálása, meddő teljesítmény kompenzálása. Az elvet alkalmaztam megújuló energiaforrások átalakítójának hálózati áramirányítójára. Mindhárom járulékos szolgáltatással javítható a szolgáltatott energia minősége. Kimutattam, hogy mivel ezekhez a feladatokhoz legfeljebb csak lüktető, de nulla középértékű hatásos teljesítményre van szükség, ezeket akár a megújuló energiaforrás hiánya (pl. szélcsend) esetén is képesek ellátni. Egységes tárgyalásmódot vezettem be a felharmonikusok és az aszimmetria tárgyalására. Mennyiségileg származtattam a lüktető hatásos teljesítmény hatását az egyenköri feszültségre, amely jól használható a rendszer paramétereinek tervezésekor. A kidolgozott elveket gyakorlati esetek vizsgálatára alkalmaztam, igazolva azok helyességét. Az elvek bemutatásával publikációimban igyekszem felhívni a gyártók figyelmét a lehetőségekre, amivel a sztochasztikusan rendelkezésre álló megújuló energiaforrás áramirányítójának kihasználtsága (hasznossága) növelhető és ezzel a rendszer megtérülési ideje csökkenthető.

A megújuló energiafajták kiaknázásának és a hasznosításukra használt átalakítók elterjedésének legfőbb gátja a beruházás nagy tökeigénye és hosszú megtérülési ideje. A hosszú megtérülési idő egyik legfőbb oka a megújuló energiafajták sztochasztikus rendelkezésre állása. Ezen javíthat az a felismerés, hogy az átalakítók az alapfeladaton (hatásos teljesítmény szolgáltatásán) túlmenően egyéb járulékos szolgáltatásokra is használhatók. Ez főként akkor jelent jelentős többletkihasználást, ha a járulékos szolgáltatások a megújuló energiaforrás hiánya esetén is lehetségesek. A feltárt lehetőségek ebbe a kategóriába esnek [2-21]:

- A hálózati áram felharmonikusok kompenzálása, aktív felharmonikus szűrése.
- A hálózaton lévő fogyasztók meddőigényének kompenzálása.
- A hálózaton lévő aszimmetrikus fogyasztók által keltett aszimmetrikus áram kompenzálása.

Triviális, hogy ezekhez a járulékos feladatokhoz nincs szükség hatásos teljesítményre, legfeljebb nulla középértékű lüktető teljesítményre. Ezért ezek a járulékos feladatok a megújuló energiaforrás hiánya esetén is működőképesek. Szintén triviális, hogy ezek a szolgáltatások nagymértékben javítják a szolgáltatott energia minőségét.

Fizikailag az egyenköriben lévő kondenzátor teszi lehetővé a járulékos szolgáltatásokat. A lüktető hatásos teljesítmény egyenköri feszültség lüktetést eredményez, amit meg kell vizsgálni.

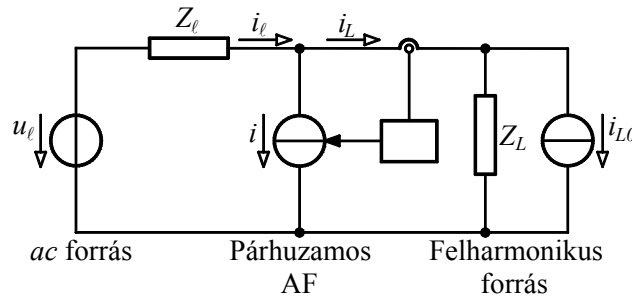
A vizsgált modern átalakítók lehetővé teszik a járulékos szolgáltatások megvalósítását:

- A hálózatoldali áramirányító modern verziója feszültség inverter kapcsolású és ISZM vezérlésű (2.1. ábra). Ennek manapság már nagyobb teljesítményen is viszonylag nagy lehet a kapcsolási frekvenciája, ami jó minőségű áramvektor szabályozást tesz lehetővé.
- Az áramirányító gyors áramvektor szabályozási módszerei nemcsak közel szinuszos hálózati áramot képesek szolgáltatni, hanem képesek nagyobb frekvenciás áramok injektálására is, kompenzálva ezzel a felharmonikusokat vagy az aszimmetriát. Ugyanakkor a modern szétcsatolt szabályozási módszerek lehetővé teszik a meddő teljesítmény szabályozását és kompenzálását is közvetlenül vagy közvetve.

A továbbiakban az eddig általánosan tárgyalt elvet konkrét energiatípusra, a szélenergiára és annak átalakítójára, a szélgenerátorokra vonatkoztatom, de nem leszűkítve annak alkalmazhatóságát. Egy modern szélgenerátor lehet állandómágneses szinkron, kalickás aszinkron vagy kétoldalról táplált aszinkron generátor, az áramirányítók viszont ugyanazok, itt most ezek hálózattal való áramirányításának szabályozásával foglalkozok. Az ábráimon a generátort a G egység jelképezi, ami lehet az állandómágneses szinkron generátor állórésze, a kalickás aszinkron generátor állórésze vagy a kétoldalról táplált aszinkron generátor forgórésze.

2.5.1. A járulékos szolgáltatások elvi alapjai

Tegyük fel, hogy a hálózaton lévő egyéb fogyasztók áram felharmonikusokat, áram aszimmetriát és meddő teljesítmény igényt generálnak. Ezek jelenlétét érzékelve, a jó dinamikával áramvektor szabályozott, ugyanarra a hálózatra kapcsolódó hálózati áramirányítóval lehetőség van ezek kompenzálására az érzékelttel ellentétes előjelű kompenzáló áramot injektálva a hálózatba, módosítva az áram szabályozás i_{qref} és i_{pref} alapjeleit Δi_{qref} és Δi_{pref} értékekkel (a p-q hatásos-meddő koordinátarendszert használom, ld. 2.3. fejezet). Ezt a típusú kompenzálást az irodalomban áramforrás típusú felharmonikus forrás párhuzamos aktív szűrésének hívják [2-14], [2-15]. Az alapelvet a 2.5.1. ábra mutatja.



2.5.1. ábra. Az áramforrás típusú felharmonikus forrás párhuzamos aktív szűrésének alapelve.

Ha az áram szabályozás megfelelő sebességű, az alapharmonikustól eltérő áramok kompenzálhatók. Természetesen ennek van egy felső frekvencia korlátja, de szerencsére az alacsonyabb rendszámú, nagyobb amplitúdójú felharmonikusok a kritikusabbak a hálózatszenyezés szempontjából. Az áram szabályozás paraméterei befolyásolják a kompenzálás minőségét (ld. 3.5.3. fejezet).

A meddő teljesítmény kompenzálása hasonló elven történik. Bármelyik áramvektor szabályozási módszerrel a teljesítmények is szabályozhatók a nekik megfelelő áramkomponensekkel (i_q , i_p) közvetetten, vagy az ide sorolt közvetlen teljesítmény szabályozással közvetlenül:

$$p = U_\ell i_p, \quad p_{ref} = U_\ell i_{pref}, \quad \Delta p_{ref} = U_\ell \Delta i_{pref}, \quad (2.5.1a)$$

$$q = U_\ell i_q, \quad q_{ref} = U_\ell i_{qref}, \quad \Delta q_{ref} = U_\ell \Delta i_{qref}. \quad (2.5.1b)$$

Az aszimmetrikus áramok negatív sorrendű áramok bevezetésével írhatók le. A negatív sorrendű mennyiségeket $v=-1$ rendszámú felharmonikusnak is felfoghatjuk az egységes tárgyalásmód érdekében (térvektorok használata esetén ez szokásos). Álló x-y koordinátarendszerben a felharmonikus áramvektor: $\bar{i}_v = \bar{I}_v e^{jv\omega_\ell t}$. Az $U_\ell e^{j\omega_\ell t}$ feszültséggel együtt forgó p-q koordinátarendszerben a felharmonikus és alapharmonikus áramok a következő formában írhatók fel:

$$\bar{i}_v = \bar{I}_v e^{j(v-1)\omega_\ell t} = I_v e^{j\varphi_v} e^{j(v-1)\omega_\ell t} = i_{vp} + j i_{vq}, \quad \bar{i}_1 = I_1 e^{j\varphi_1} = I_{1p} + j I_{1q}, \quad (2.5.2a,b)$$

$$\bar{i} = \bar{i}_1 + \sum \bar{i}_v. \quad (2.5.2c)$$

Egy adott munkapontban az alapharmonikus áram állandó hatásos és meddő teljesítményt szolgáltat:

$$P_1 = U_\ell I_1 \cos \varphi_1 = U_\ell I_{1p}, \quad Q_1 = U_\ell I_1 \sin \varphi_1 = U_\ell I_{1q}. \quad (2.5.3a,b)$$

Ugyanakkor a felharmonikus áramok $|v-1|f_\ell$ frekvenciával lüktető teljesítményeket hoznak létre:

$$p_v = U_\ell i_{vp} = U_\ell I_v \cos[\varphi_v + (v-1)\omega_\ell t], \quad (2.5.4a)$$

$$q_v = U_\ell i_{vq} = U_\ell I_v \sin[\varphi_v + (v-1)\omega_\ell t]. \quad (2.5.4b)$$

Az általános képleteket alkalmazva példaként felírom a legalacsonyabb rendszámú vizsgált „felharmonikus”, a negatív sorrendű áramra vonatkozó kifejezéseket:

$$\bar{i} = \bar{i}_1 + \bar{i}_{-1} = I_1 e^{j\varphi_1} + I_{-1} e^{j(\varphi_{-1} - 2\omega_\ell t)} = I_{1p} + jI_{1q} + i_{-1p} + ji_{-1q} \quad (2.5.5)$$

$$p_{-1} = U_\ell I_{-1} \cos(\varphi_{-1} - 2\omega_\ell t) = U_\ell i_{-1p}, \quad (2.5.6a)$$

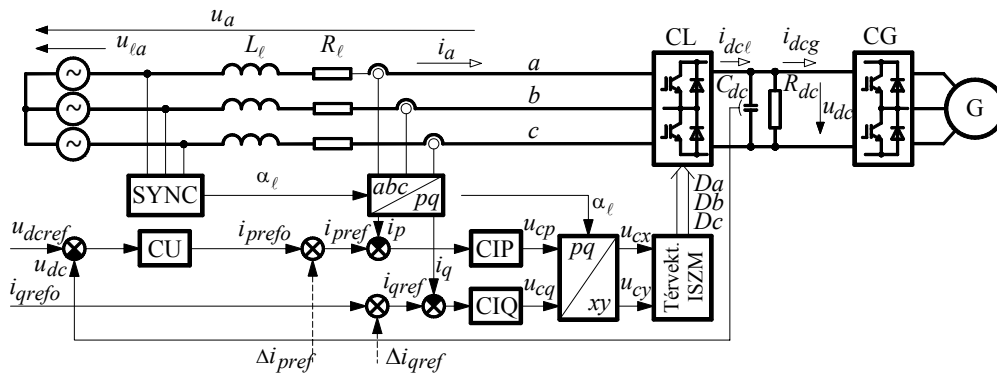
$$q_{-1} = U_\ell I_{-1} \sin(\varphi_{-1} - 2\omega_\ell t) = U_\ell i_{-1q}. \quad (2.5.6b)$$

A hálózatoldali áramirányító jó dinamikájú, gyors vektor szabályozásaival lehetséges I_{1q} , i_{vp} , i_{vq} , illetve Q_1 , p_v , q_v kompenzálása.

2.5.2. A lehetséges szabályozási módszerek

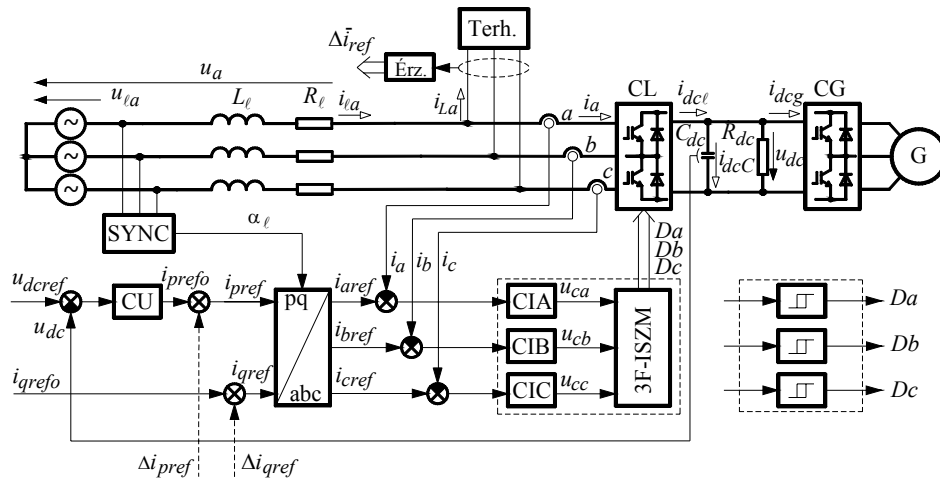
A lehetséges szabályozási módszerek ugyanazok, amelyeket az áramvektor szabályozások általános leírásában (2.3. fejezet) kategorizálva bemutattam, kiegészítve a közvetlen teljesítmény szabályozással. Ott nem is szerepeltek ábrák, hanem az itt közöltekre hivatkoztam előre. A legáltalánosabban használt eseteket mutatom be blokkvázlat szinten. A megoldások teljesen analógok a kétoldalról táplált aszinkrongép gépoldali áramirányítójának mezőorientált szabályozásaival (dualitás elve, 2.4.2. fejezet).

Áramvektor szabályozás forgó koordináta-rendszerben térvektoros ISZM-mel



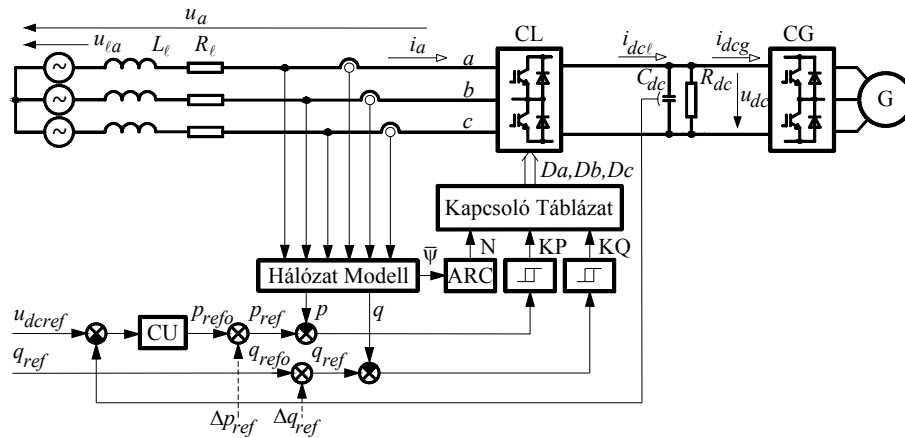
2.5.2. ábra. Áramvektor szabályozás forgó (p-q) koordináta-rendszerben térvektoros ISZM-mel

A CIQ, CIP áramszabályozók hagyományos (pl. PI) szabályozók. E szabályozás előnye az állandó kapcsolási frekvencia, hátránya a kétszeres koordináta transzformáció.

Áramvektor szabályozás fázisáramokkal

2.5.3. ábra. Áramvektor szabályozás fázisáramokkal

E szabályozás előnye a gyakorlatilag állandó kapcsolási frekvencia és az egyetlen koordináta transzformáció. A szaggatottan körülhatárolt rész három fázisonkénti robusztus áram kétpontszabályozóval is megoldható. Ekkor csak a ΔI fázisáram toleranciasáv állítható, a kapcsolási frekvencia változó. Egyszerűsége, gyorsasága és robusztussága miatt gyakran alkalmazzák. Vizsgálataimat én is ennek alkalmazásával végeztem (ezért van csak itt jelölve a hálózatot szennyező terhelés).

Közvetlen teljesítmény szabályozás

2.5.4. ábra. Közvetlen teljesítmény szabályozás.

Ennek a szabályozásnak előnye a gyorsasága, robusztussága és hogy nem igényel koordináta transzformációt. Hátránya a változó kapcsolási frekvencia és a hálózati modell viszonylagos bonyolultsága. (Ezt a megoldást vizsgálom mélyebben a 3.5.3. és 3.5.4. fejezetekben.)

2.5.3. A lüktető hatásos teljesítmény hatása

A hatásos teljesítmény lüktetése miatt kialakuló energia lüktetés a következőképpen írható fel:

$$e_v = \int_0^t p_v dt + E_{v0} = \frac{U_\ell I_v}{|v-1|\omega_\ell} \sin[\varphi_v + (v-1)\omega_\ell t] + E_{v0} \quad (2.5.7)$$

Vizsgáljuk azt az esetet, amikor a szélgenerátor nem termel hatásos teljesítményt (szélcsend van). A kompenzáló $-p_v$ teljesítményhez szükséges energia csak a C_{dc} egyenköri kondenzátor $e_C = \frac{2}{3} C_{dc} \frac{u_{dc}^2}{2} = \frac{1}{3} C_{dc} u_{dc}^2$ energiájából fedezhető. Ez az u_{dc} egyenköri feszültség lüktetését fogja eredményezni.

Az energia lüktetés amplitúdója $E_v = \frac{U_\ell I_v}{|v-1|\omega_\ell}$, az okozott maximális energia változás nagysága az amplitúdó kétszerese: $\Delta E_{v\max} = 2E_v$. Veszteségmentes viszonyokat feltételezve egyenfeszültség változása származtatható:

$$\begin{aligned} \Delta E_{v\max} &= 2 \frac{U_\ell I_v}{|v-1|\omega_\ell} = \Delta E_{C\max} = \frac{C_{dc}}{3} \Delta U_{dc}^2 \\ \Delta U_{dc}^2 &= U_{dc\max}^2 - U_{dc\min}^2 = 6 \frac{U_\ell I_v}{|v-1|\omega_\ell C_{dc}} \end{aligned} \quad (2.5.8)$$

A fogyasztók által termelt leggyakoribb alacsony rendszámú felharmonikusok rendszáma $v=1+6k$ ($k=\pm 1; \pm 2; \dots$). Alkalmazva (2.5.8)-at a legalacsonyabb rendszámú felharmonikusra és a negatív sorrendű áramra:

$$v=-5\text{-re: } \Delta U_{dc}^2 = \frac{U_\ell I_{-5}}{\omega_\ell C_{dc}}, \quad v=-1\text{-re: } \Delta U_{dc}^2 = 3 \frac{U_\ell I_{-1}}{\omega_\ell C_{dc}}. \quad (2.5.9a,b)$$

Vagyis egy ugyanakkora amplitúdójú negatív sorrendű áram sokkal nagyobb egyenfeszültség lüktetést eredményez, mint a legkisebb rendszámú felharmonikus áram.

A levezetett összefüggés tervezési képletként is használható: a megengedett ΔU_{dc} egyenfeszültség lüktetés meghatározza a minimális C_{dc} egyenköri kondenzátor értéket, adott felharmonikus kompenzálásához.

A kompenzációval velejáró (szükséges) egyenfeszültség lüktetés követelményeket támaszt a szabályozással szemben is: az egyenfeszültség szabályozó (CU) akkor engedi a lüktetést (és a kompenzációt) érvényre jutni, ha az egyenfeszültség szabályozó hurok lassabbra van tervezve, mint a kikompenzálandó legkisebb rendszámú felharmonikus által okozott lüktetés frekvenciája. Ezt vagy az egyenfeszültség szabályozó paramétereinek megválasztásán keresztül tudjuk biztosítani, vagy u_{dc} visszacsatoló jelébe egy megfelelően méretezett aluláteresztő szűrőt iktatunk be. Gyors hatásos teljesítmény középérték változtatás igénye esetén ez a hatás kiiktatandó.

2.5.4. A kompenzálások alkalmazása gyakorlati esetekre

A hálózat felharmonikusainak nagy részét áramirányítók termelik. A kis rendszámú, nagy amplitúdójú felharmonikus áramok elsősorban a diódás-tirisztoros áramirányító kapcsolásokból származnak. A vezérelt tirisztoros változatoknak ráadásul nagy meddőigényük is van. Az egyik vizsgált gyakorlati eset egy háromfázisú tirisztoros hídkapcsolású áramirányító okozta felharmonikusok és meddőigény kompenzálása lesz (áramirányítós egyenáramú hajtás).

A másik vizsgált eset bemutatja, hogyan lehet viszonylag nagy áram aszimmetriát ki-kompenzálni a bemutatott módszerrel.

A vizsgálatokban a 2.5.3. ábrának megfelelő áram kétpont szabályozásos megoldás lett használva gyorsasága és robusztussága miatt. A hiszterézis hibasávok $\Delta I=0,1$ -re lettek állítva. A hálózat paraméterei: $L_\ell=0,1$; $R_\ell=0,01$. Az egyenkör paraméterei: $u_{dcref}=3$; $C_{dc}=10$; $R_{dc}=1000$.

A vizsgált folyamat mindkét esetben ugyanaz (az itt használt számozás jelzi a folyamat részeit a következő ábrákon is):

1. Az első részben a terhelés minden igényét (hatásos, meddő, alapharmonikus) a hálózat fedezi és a „szennyezéseket” (felharmonikus, negatív sorrendű mennyiségek) a hálózat felveszi ($i_L = i_\ell$). (Első periódus).

Utána egyesével ezeket kompenzáljuk (a szélgenerátor fogja őket szolgáltatni és kompenzálni):

2. Az első lépés a felharmonikus (illetve negatív sorrendű) áramok kompenzálása. (Második periódus)
3. Utána a meddő teljesítményt kompenzáljuk. (Harmadik periódus)
4. Utoljára azért, hogy bemutassam, hogy a kompenzálások lehetségesek hatásos teljesítmény szolgáltatása közben is, a terhelés hatásos teljesítmény igényét is a szélgenerátor szolgáltatja ($i_L = -i$). (Az utolsó két periódus)

Természetesen, gyakorlati esetekben nem csak egy terhelés igényeit kell kiszolgáltatnia egy szélerőműnek.

2.5.4.1. Felharmonikus áramok és meddő teljesítmény kompenzálása áramirányítós egyenáramú hajtás esetén

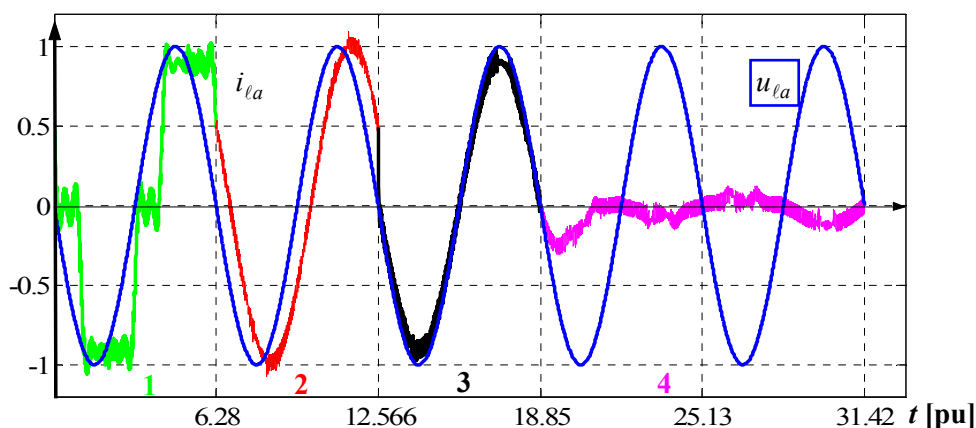
A kommutációs fedést elhanyagoljuk. A terhelés $I_1=1$ alapharmonikus áram amplitúdót igényel, az áramirányító α gyújtásszöge 30° . Felhasználva a felírt általános képletet (2.5.2), behelyettesítve $\varphi_v = -v\alpha$ és $I_v = I_1/v$ értékeket, a munkapont felharmonikus áramainak a vektora a következő:

$$\bar{i}_v = \frac{I_1}{v} e^{-jv\alpha} e^{j(v-1)\omega_c t} = i_{vp} + j i_{vq} \quad (2.5.10)$$

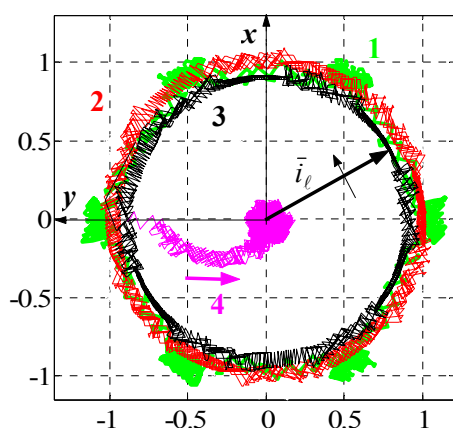
A vizsgálatnál csak a négy legalacsonyabb rendszámú felharmonikust vettem figyelembe: $v=-5; 7; -11; 13$; $I_v=I_1/v$ amplitúdóval.

A folyamat időfüggvényei és Park-vektor pályái a 2.5.5. ábrán láthatók. Kiértékelésük a következő:

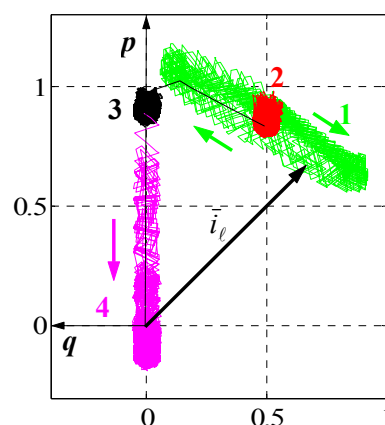
- A hálózati áram és feszültség időfüggvények jól demonstrálják az aktív felharmonikus szűrés (2-es szakasz) és a meddőkompenzálás (3-as szakasz) hatékonyságát (2.5.5a ábra).
- Ezek a hatások mennyiségileg is jól láthatók a p-q koordináta-rendszerben, ahol a 2-es pontban eltűnik a felharmonikusok okozta áramváltozás, a 3-as pontban pedig nincs meddő komponense az áramnak (2.5.5c ábra).
- A felharmonikus szűrés minőségileg jól láthatók az x-y álló koordináta-rendszerben, a hatszöges áram pálya helyett kört kaptunk (2.5.5b ábra).
- A lüktető hatásos teljesítmény u_{dc} lüktetést okoz, ahogy vártuk (2.5.5d ábra). A hatásos teljesítmény tranziense a 4-es szakaszban u_{dc} -ben is tranzienszt okoz.



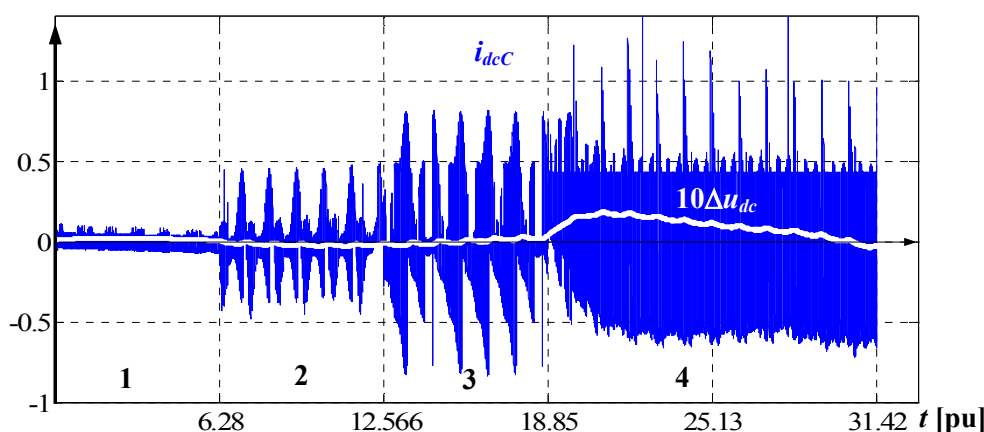
a) A hálózati fázisáram és a megfelelő fázisfeszültség.



b) A hálózati áram Park-vektora x-y koordinátarendszerben.



c) A hálózati áram Park-vektora p-q koordinátarendszerben.


d) Az egyenköri feszültség lüktetése ($10\Delta u_{dc}$) és az egyenköri kondenzátor árama (i_{dc}).

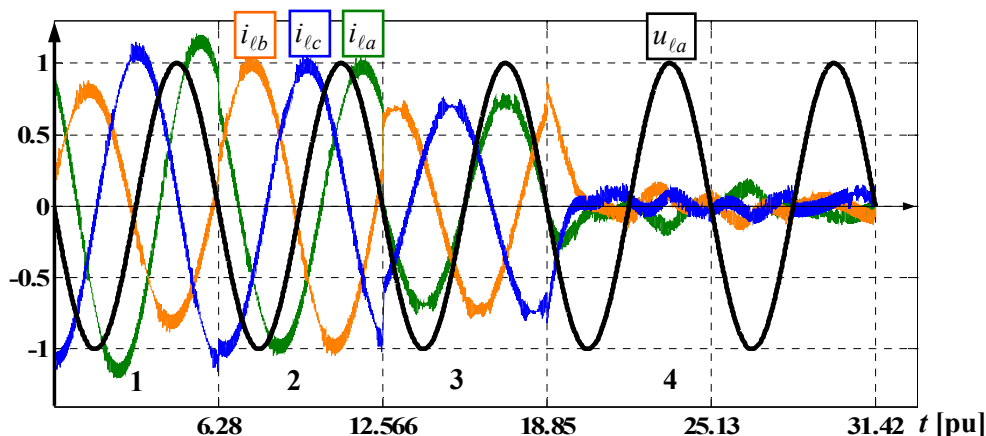
2.5.5. ábra. Felharmonikus és meddő teljesítmény kompenzálása.

2.5.4.2. Aszimmetria és meddő teljesítmény kompenzálása

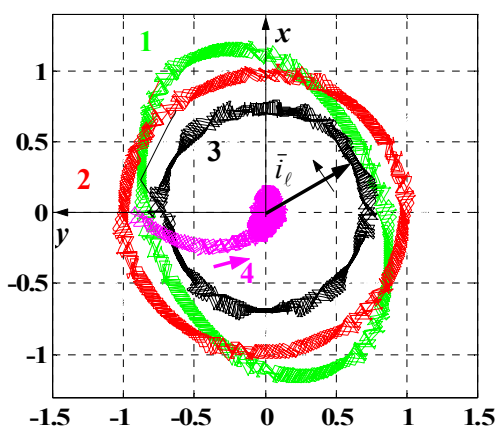
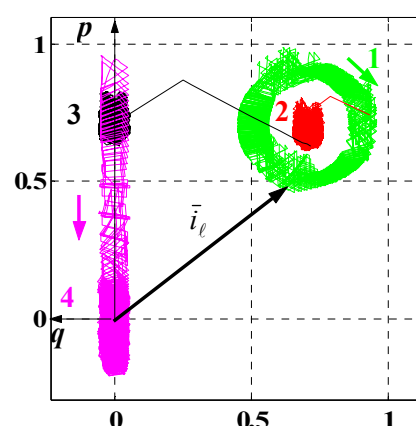
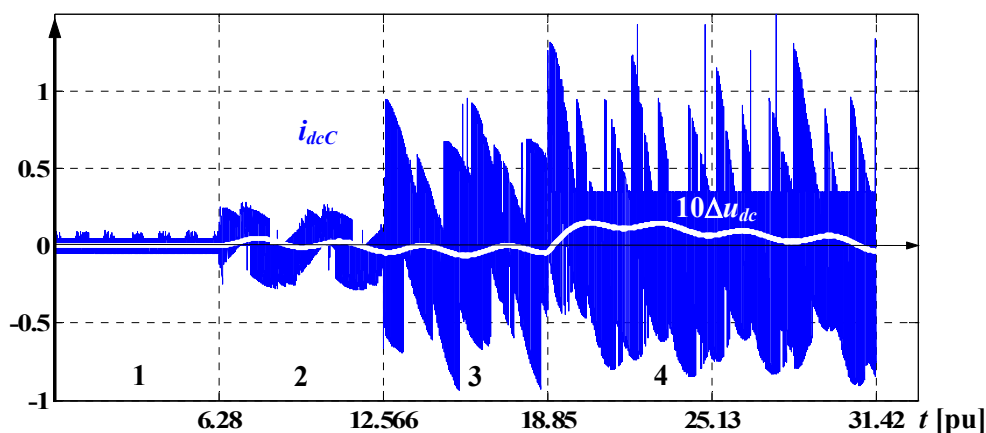
A kiindulási állapot: $I_1=1$; $\varphi_1=-45^\circ$. A negatív sorrendű amplitúdó: $I_{-1}=0,2$. Ilyen eset állhat elő több egyfázisú aszimmetrikus terhelés hálózatra kapcsolódása esetén. A folyamat időfüggvényei és Park-vektor pályái a 2.5.6. ábrán láthatók. Kiértékelésükből nagyon hasonló következtetéseket lehet levonni, mint az előző esetben, itt csak a különbségeket hangsúlyozom:

- Az aszimmetria kompenzálása minőségileg jól láthatók az x-y álló koordinátarendszerben, az ellipsziszből kört kaptunk (2.5.6b ábra).

- Ugyanitt és az időfüggvényekben (2.5.6a ábra) is jól látható, hogy a meddő kompenzálásának hatására jelentősen ($\cos\varphi_1 \approx 0,71$ arányban) csökken a hálózati áram amplitúdója. Az áramok időfüggvényeiből is jól látható a szimmetrizálás.
- Az egyenfeszültség lüktetése itt sokkal nagyobb, annak ellenére, hogy p_1 amplitúdója kisebb, mint p_v -é volt. Ezt a negatív sorrendű összetevő sokkal kisebb frekvenciája okozza (2.5.9).



a) A hálózati fázisáram és a megfelelő fázisfeszültség.


b) A hálózati áram Park-vektora x - y koordináta-rendszerben.

c) A hálózati áram Park-vektora p - q koordináta-rendszerben.

d) Az egyenköri feszültség lüktetése ($10\Delta u_{dc}$) és az egyenköri kondenzátor árama (i_{dcC}).

2.5.6. ábra. Aszimmetria és meddő teljesítmény kompenzálása.

2.6. Elektromechanikus energiatárolók alkalmazása a hálózathoz kapcsolódás optimalizálására

[2-S33]

Meghatároztam az elektromechanikus lendítőkerekes energiatároló rendszert leíró elméleti összefüggéseket. Segítségükkel egyértelműen definiálható, méretezhető adott alkalmazáshoz illeszthetően a rendszer működési tartománya több síkon is. Meghatároztam a minél egyszerűbben felépíthető erősáramú kör kialakítását. Kidolgoztam a lendítőkerekes hajtások optimális vektor szabályozásának alapjait. Kimutattam, hogy az áramvektor szabályozások minden formája ebben az esetben is alkalmazható. Meghatároztam a lendítőkerekes energiatároló hajtásának működési tartományát, annak korlátait. Kimutattam, hogy a kikompenzálandó periodikus teljesítmény lengés fázisa a kompenzálás kezdeti pillanatában jelentős hatással van a korlátok elérésére és meghatározza a kialakuló szögsebesség középértéket és azzal a kompenzálati tartalékokat. Kimutattam, hogy a fordulatszám korlátból kijöve kis teljesítmény lengés esetén a hajtás képes a korlátok elérése nélkül működni, de a kompenzálati tartalék nem lesz szimmetrikus. Annak szimmetrikussá tételére az állandó hálózati teljesítményre szabályozást átmenetileg fel kell adni. A pontos teljesítmény szabályozás céljából megoldást adtam a hajtó villamos gép veszteségei okozta pontatlanság kompenzálására.

A megújuló energiaforrások sztochasztikus rendelkezésre állásának, a teljesítmény különböző spektrumú lüktetésének problémája triviálisan energiatárolással oldható meg. A szélgenerátor által szolgáltatott villamos teljesítmény közelítőleg a szélsősebesség köbével arányos: $p=Cv^3$, azzal jelentősen változhat. Van der Hoven a szélsősebesség sztochasztikus tulajdonságait figyelembe vevő modellel meghatározta a szélspektrumot [2-16], amit a gyakorlatban széleskörűen használnak. A meteorológia által előre jelezhetők a szélsősebesség időjárási frontok miatti, pár napos változásai (synoptic peak), valamint a helyszíntől függő napszakonkénti változásai (diurnal peak). Lényegesek még a turbulencia miatti perces nagyságrendbe eső változások (turbulent peak). Az utóbbiak jelentős hatást fejtenek ki a szélgenerátor által szolgáltatott villamos energia minőségére. A pár napos teljesítmény változások kiegyenlítésére pl. hidrogén alapú energiatárolási technológia, a turbulencia miatti rövididejű teljesítmény lüktetések kiegyenlítésére pl. lendítőkerekes energiatároló hajtás alkalmazható [2-17].

Az elektromechanikus energiatároló vagy lendítőkerék (Flywheel, FW index) napjainkban ismét reneszánszát éli, köszönhetően számos kedvező tulajdonságának [2-18], [2-19], [2-20]: megbízhatóság, hosszú élettartam, gyors reagálás.

A lendítőkerekes rendszerek modern váltakozóáramú villamos hajtása ugyan olyan, mint az eddig tárgyalt hajtások: közbülső egyenáramú körös frekvenciaváltós hajtás mindkét oldalon tranzisztoros feszültség inverterrel. Ennek jó dinamikájú és hatásfokú szabályozása is a már részletesen tárgyalt áramvektor szabályozásokkal, vagy a későbbiekben tárgyalt közvetlen szabályozásokkal valósítható meg. Ez igaz a motoroldali és a hálózatoldali áramirányító szabályozására is. Ebben a fejezetben a hangsúly nem az áramvektor szabályozások megvalósításán, hanem azok alkalmazásán, a rendszerszintű vizsgálatokon lesz.

2.6.1. A lendítőkerekes energiatároló rendszer elméleti összefüggései

A lendítőkerekes energiatároló az ω_{FW} szögsebességgel forgó θ_{FW} tehetetlenségi nyomatékú tömeg E_{FW} kinetikus energiáját hasznosítja. A maximális kinetikus energia a maximális szögsebességhez tartozik, amit a mechanikai igénybevételek határoznak meg:

$$E_{FW} = (1/2)\theta_{FW}\omega_{FW}^2, \quad E_{FW\max} = (1/2)\theta_{FW}\omega_{FW\max}^2. \quad (2.6.1)$$

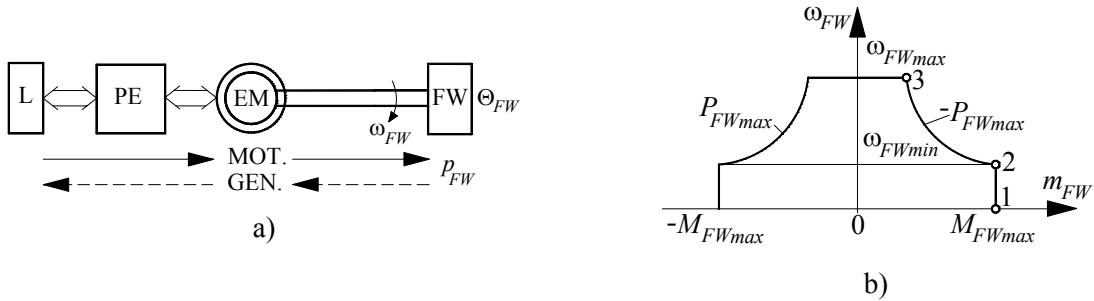
Ha a tárolható $E_{FW\max}$ energia k -ad részét akarjuk hasznosítani, akkor:

$$\Delta E_{FW\max} = E_{FW\max} - E_{FW\min} = kE_{FW\max}, \quad (2.6.2)$$

$$E_{FW\min} = (1/2)\theta_{FW}\omega_{FW\min}^2 = (1-k)E_{FW\max}, \quad (2.6.3)$$

$$\omega_{FW\min} = \sqrt{1-k}\omega_{FW\max}. \quad (2.6.4)$$

Szokásos gyakorlati érték pl. a $k=0,9$, $\omega_{FW\min}=0,316\omega_{FW\max}$, amikor a tárolt energia 90%-a hasznosítható.



2.6.1. ábra. Korszerű lendítőkerek hajtás. a) Blokkvázlat, b) Üzemi tartomány.

A kinetikus energia a lendítőkerek villamos hajtásának m_{FW} nyomatékával, illetve p_{FW} teljesítményével szabályozható:

$$p_{FW} = -\frac{dE_{FW}}{dt} = -m_{FW}\omega_{FW}. \quad (2.6.5)$$

Itt termelői pozitív irányokat alkalmazok: Lassításkor ω_{FW} csökkentésekor (kisütéskor) energiát veszünk ki, gyorsításkor ω_{FW} növelésekor (töltéskor) energiát adunk be a lendítőkerekbe. A 2.6.1a ábra korszerű lendítőkerekes hajtásában FW a lendítőkerek, EM a villamos hajtógép (Electrical Machine), PE a teljesítményelektronika (Power Electronics), L a villamos hálózat (Line), θ_{FW} az eredő tehetetlenségi nyomaték. Az EM, a PE és az L egységeknek mindkét irányú teljesítményáramlásra képesnek kell lenniük. Az EM villamos hajtógép $p_{FW}<0$ töltéskor motoros, $p_{FW}>0$ kisütéskor generátoros üzemben működik.

A PE és EM egységekből álló villamos hajtás szokásos működési tartományát a 2.6.1b ábra mutatja az ω_{FW} - m_{FW} síkon. Az $\omega_{FW\min}\leq\omega_{FW}\leq\omega_{FW\max}$ üzemi tartományban töltéskor $-P_{FW\max}$, kisütéskor $P_{FW\max}$ az igényelt legnagyobb teljesítmény. A hajtás legnagyobb hajtónyomatéka $M_{FW\max}=P_{FW\max}/\omega_{FW\min}$, a legnagyobb fékező nyomatéka $-M_{FW\max}$. Megállapítható, hogy a lendítőkerek hajtás egy olyan egyforgásirányú, 2/4-es hajtás, amelyiknek mezeőgyengítéses az üzemi tartománya. A hajtás névleges pontját a 2 jelű pontba célszerű felvenni: $M_{FWn}=M_{FW\max}$, $\omega_{FWn}=\omega_{FW\min}$ és $P_{FWn}=-M_{FWn}\omega_{FWn}=-P_{FW\max}$.

Veszteségmentes viszonyokat feltételezve levezethető, hogy a hajtás

$$T=T_{FW\text{stn}}(2-k)/(2-2k) \quad (2.6.6)$$

idő alatt képes a lendítőkereket álló állapotból ω_{FWmax} -ra felgyorsítani, E_{FWmax} kinetikus energiával feltölteni az 1-2-3 jelű pontoknak megfelelően. $T_{FWstn} = \theta_{FW} \omega_{FWn} / M_{FWn} = C T_{EMstn}$ a hajtás névleges indítási ideje (starting time), ami $C = \theta_{FW} / \theta_{EM}$ -szer nagyobb az EM villamos gép T_{EMstn} névleges indítási idejénél. A T időből T_{FWstn} a 0 és $\omega_{FWn} = \omega_{FWmin}$ szögsebességek (az 1-2 pontok), $T - T_{FWstn}$ az ω_{FWmin} és ω_{FWmax} szögsebességek (a 2-3 pontok) közötti gyorsítási idő. Pl. $k=0,9$ -nél $T=5,5 T_{FWstn}$ adódik. Üzem közben maximálisan

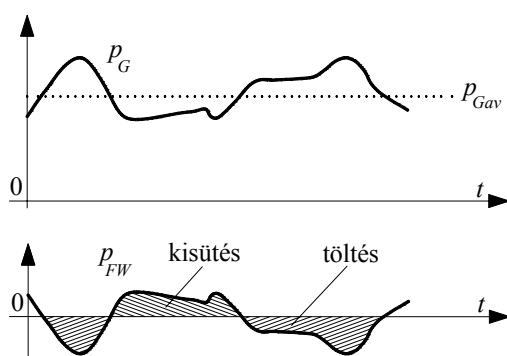
$$\Delta T = T - T_{FWstn} = \frac{k}{2-2k} C T_{EMstn} \quad (2.6.7)$$

ideig képes $P_{FWn} = P_{FWmax}$ teljesítményt leadni/felvenni a lendítőkerekes hajtás. Pl. tipikus értékekkel: $T_{EMstn}=1s$, $k=0,9$ és $C=20$ esetén $\Delta T=90s$ adódik. Eszerint a lendítőkerekes hajtás csak a szélgenerátor rövididejű teljesítménylökütésének a kiegyenlítésére képes.

2.6.2. A lendítőkerekes energiatároló működési határai

A működési határokat a 2.6.1b ábra mutatja, azokat más mennyiségekkel és szempontokból mutatom itt be.

A lendítőkerék hajtás feladata a szélgenerátor által szolgáltatott, a turbulencia miatt lüktető p_G teljesítmény kiegyenlítése. Ez a 2.6.2. ábra szerint $p_{FW} = p_{Gav} - p_G$ lendítőkerék teljesítményt jelent. A p_{FW} teljesítménynek a $\pm P_{FWmax}$ és a teljesítmény integráljaként kapott $\Delta E_{FW} = \int p_{FW} dt$ energiaváltozásnak a $\pm \Delta E_{FWmax}$ sávon belül kell maradnia. E két feltétel teljesülésekor a lendítőkerék az $\omega_{FWmin} < \omega_{FW} < \omega_{FWmax}$ szögsebesség tartományban üzemelve képes a p_G generátorteljesítmény kiegyenlítésére.



2.6.2. ábra. A szélgenerátor p_G és a lendítőkerék p_{FW} teljesítménye.

A lendítőkerék közepes szögsebességét célszerű olyan értékre felvenni, ahol a kompenzációs energia tartalék szimmetrikus:

$$E_{FWav} = \frac{E_{FWmin} + E_{FWmax}}{2}, \text{ ehhez } \omega_{FWav} = \omega_n \sqrt{\frac{2-k}{2-2k}}. \quad (2.6.8a,b)$$

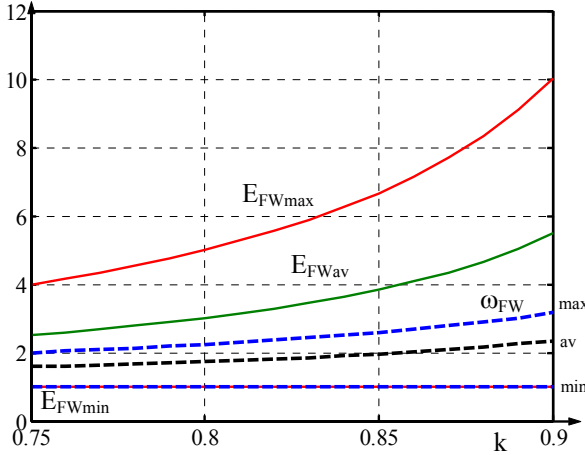
A 2.6.3. ábra a k függvényében mutatja az energia és szögsebesség határokat, valamint a célszerű közepes értékeket a névleges értékekre normálva.

Látható, hogy érdemes k értékét minél nagyobbra venni, mert pl. $k=0,9$ -nél a működési sáv szélessége energiában háromszor akkora, mint $k=0,75$ -nél.

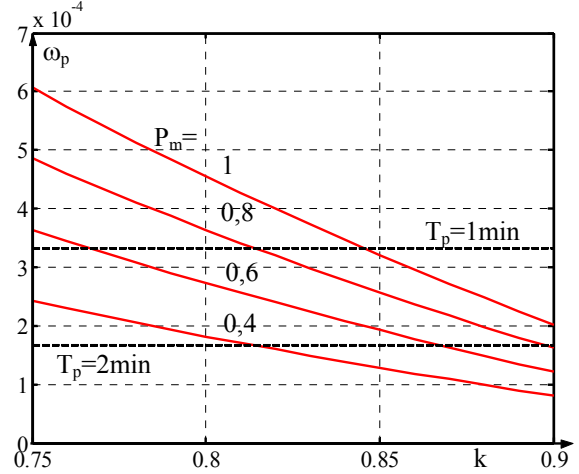
Vizsgáljuk meg a kompenzálendő generátor teljesítmény lüktetés frekvencia korlátját. Tételezzük fel, hogy a kompenzációhoz szükséges lendítőkerék teljesítmény pl. koszinuszos függvény szerint változik:

$$p_{FW} = P_m \cos \omega_p t = -m_{FW} \omega_{FW}, \text{ ekkor } E_{FW} = \int_0^t p_{FW} dt + E_{FW0} = \frac{P_m}{\omega_p} \sin \omega_p t + E_{FW0}, \quad (2.6.9a,b)$$

ahol ω_p a teljesítmény lüktetés körfrekvenciája, a „0”-s index pedig a kezdeti értéket jelöli, amelyek célszerűen a (2.6.8) szerinti. Az energiákat szögsebességgel felírva kifejezhetők a lendítőkerek szögsebességének és a kompenzációhoz szükséges nyomatékának időfüggvényei:



2.6.3. ábra. A lendítőkerekes energiátároló működési határai k függvényében.



2.6.4. ábra. A teljesítmény lüktetés amplitúdó és frekvencia korlátai k függvényében.

$$\omega_{FW}^2 = \frac{2P_m}{\Theta_{FW}\omega_p} \sin \omega_p t + \omega_{FW0}^2 = \omega_{FWp}^2 \sin \omega_p t + \omega_{FW0}^2 \quad (2.6.10)$$

$$m_{FW} = -\frac{p_{FW}}{\omega_{FW}} = -\frac{P_m \cos \omega_p t}{\sqrt{\frac{2P_m}{\Theta_{FW}\omega_p} \sin \omega_p t + \omega_{FW0}^2}} = -\frac{P_m \cos \omega_p t}{\sqrt{\omega_{FWp}^2 \sin \omega_p t + \omega_{FW0}^2}} \quad (2.6.11)$$

Az időfüggvények periodikusak, de nem tisztán szinuszosak. A szögsebesség maximuma $\omega_p t = 90^\circ$ -nál van (2.6.10). Behelyettesítve (2.6.8b)-t, összefüggést kaphatunk a teljesítmény lüktetés megengedett amplitúdója és körfrekvenciája között arra az esetre, ha a teljes szögsebesség változási tartományt kihasználjuk:

$$\omega_p \geq \frac{2P_m}{E_{FW \min}} \frac{1-k}{k} \quad (2.6.12)$$

Ez az összefüggés ω_p -re egy alsó korlátot definiál adott P_m -re és k -ra, illetve P_m -re egy felső korlátot adott ω_p -re és k -ra. A 2.6.4. ábrán a megengedhető ω_p -t ábrázoltam k függvényében, P_m a paraméter ($T_{FWstn} = 2198 \text{ pu} = 7 \text{ s}$, mint a szimulációknál). Bejelöltem a $T_p = 1 \text{ min}$ és 2 min teljesítmény lüktetési periódusnak megfelelő ω_p -t szaggatott vonalakkal. Látható, hogy P_m növekedésekor illetve ω_p csökkenésekor vagy k -t növelni kell, hogy a határok között maradjon a rendszer. Az ábra relatív egységekkel van felrajzolva, (2.6.12) számításánál az energia relatív egységekkel: $E_{FW \min} = \frac{1}{2} T_{FWstn} \omega_{FW \min}^2$

A korlátozások hatása másik nézőpontból a lendítőkerekes hajtás áramvektorának pályáján is látszik. Ha változik a fordulatszám, a mezőgyengítéses üzem miatt változik a fluxus is és a fluxus képző i_d áramösszetevő is. A maximális fordulatszámnak a minimális rotor fluxus (minimális i_d), a minimális fordulatszámnak a maximális (névleges) fluxus

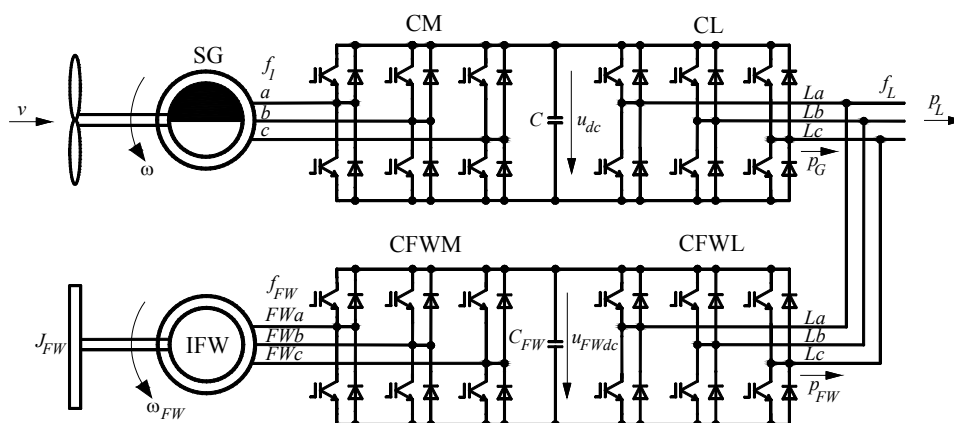
(maximális i_d) felel meg. A maximális teljesítmény korlátja i_q =áll.-ként látszik a d-q áramsíkon, hiszen a nyomatékképző i_q áramösszetevő a nyomaték és a fluxus hányadosaként írható fel, azok pedig a fordulatszám változásával együtt változnak (teljesítmény korlátozás esetén).

2.6.3. A lendítőkerekes energiatároló villamos hajtása és szabályozása

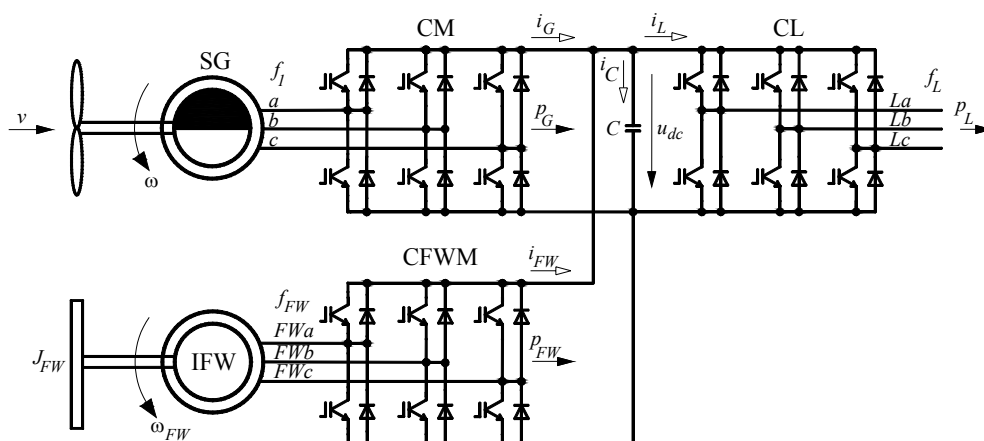
A következőkben a gyakorlatban elterjedt feszültség inverteres, kalickás forgórészű aszinkron gépés lendítőkerekes hajtást és szabályozását mutatom be.

2.6.3.1. Erősáramú kapcsolások

A lendítőkerekes hajtás alkalmazását állandómágneses szinkrongépés szélgenerátort feltételezve mutatom be. A 2.6.5. ábrában mind az CFWM mind az CFWL áramirányító kétszintű feszültség inverter kapcsolású. IGBT kapcsoló elemeket és impulzusszélesség modulációs (ISZM) vezérlést alkalmazva $f_{FWmax} \approx 1000\text{Hz}$ (kétpólusú géppel $n_{FWmax} \approx 60000/\text{min}$) is elérhető. E lendítőkerekes hajtás teljesítményelektronikája teljesen független a szélgenerátor hajtás teljesítményelektronikájától, mivel közvetlenül csatlakozik az $f_L=50\text{Hz}$ -es háromfázisú hálózathoz. Ilyenkor az CFWM és CFWL áramirányítókat a lendítőkerek P_{FWmax} teljesítményére kell méretezni.



2.6.5. ábra. Állandómágneses szélgenerátor hálózatra csatlakozó lendítőkerekes energiatárolóval.



2.6.6. ábra. Állandómágneses szélgenerátor egyenkörre csatlakozó lendítőkerekes energiatárolóval.

Látható, hogy a korszerű frekvenciaváltós szélgenerátor hajtás és a korszerű frekvenciaváltós lendítőkerekes hajtás teljesítményelektronikájának a kapcsolása megegyező. Ebből következik, hogy $U_{dc} = U_{FWdc}$ egyforma közbülső egyenfeszültséget választva az CL és

az CFWL hálózati áramirányítók összevonhatók. Az így kapott kapcsolást mutatja a 2.6.6. ábra. Ilyenkor az CM áramirányítót továbbra is a $\max(P_G)$ generátor teljesítményre, az CFWM áramirányítót a $P_{FW\max}$ lendítőkerék teljesítményre kell méretezni. CL P_{Gav} közepes generátor teljesítményre méretezhető.

A második változat előnyei:

- Az átalakítók eredő típus teljesítménye kisebb (csak három áramirányító van, CL P_{Gav} -ra méretezhető).
- Az áramirányítók eredő hatásfoka nagyobb.

Ugyanakkor hátrányai:

- A lendítőkerék hajtása nem független, ami korlátozhatja alkalmazhatóságát.
- p_G érzékelése kétoldaltól táplált aszinkron generátornál nehezebb.

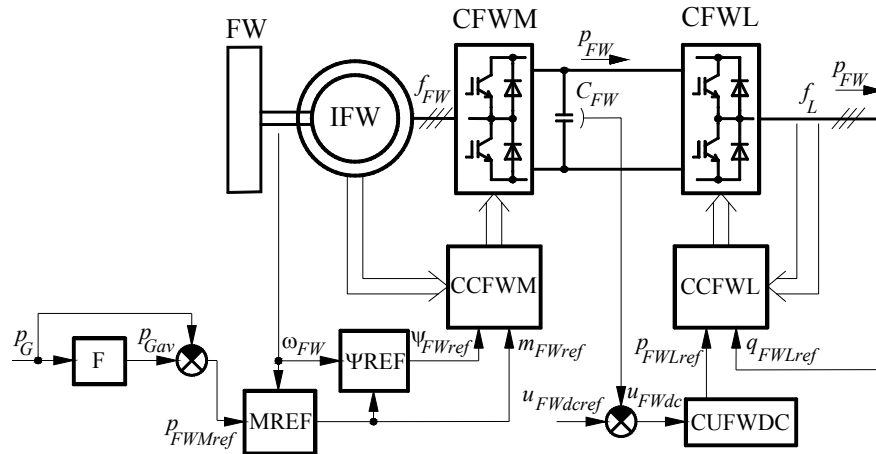
Az előnyök és hátrányok nagyjából egyensúlyban vannak, mindkét verzióknak van létjogosultsága.

Szélfarmnál több szélgenerátort képes kiszolgálni egyetlen, megfelelő teljesítményű lendítőkerekes energiatárolós hajtás. Ebben az esetben, ha a második verziót használjuk, CL is közös lehet több generátorra.

2.6.3.2. Szabályozás

A háromfázisú hálózatra csatlakozó lendítőkerekes energiatároló hajtás (2.6.5. ábra) szabályozóköreben (2.6.7. ábra) a szélgenerátor mért p_G villamos teljesítményéből az F szűrő előállítja a p_{Gav} középértéket és e két teljesítmény különbsége adja a lendítőkerekes hajtás p_{FWMref} villamos teljesítményének az alapjelét:

$$p_{FWMref} = p_{Gav} - p_G. \quad (2.6.13)$$



2.6.7. ábra. Háromfázisú hálózatra csatlakozó lendítőkerekes hajtás szabályozóköreinek a blokkvázlata.

A szűrőt a turbulencia miatti lüktetésnek megfelelően kell beállítani. A p_{FWMref} -ből és az ω_{FW} lendítőkerék szögsebességéből nyomaték alapjelet állít elő az MREF egység:

$$m_{FWref} = -(p_{FWMref} - p_{FWl}) / \omega_{FW}, \text{ ha } \omega_{FWmin} < \omega_{FW} < \omega_{FWmax}, \quad (2.6.14a)$$

$$m_{FWref} = m_{FWl}, \text{ ha } \omega_{FW} \leq \omega_{FWmin}, \text{ vagy } \omega_{FW} \geq \omega_{FWmax}. \quad (2.6.14b)$$

Itt $-(p_{FWMref} - p_{FWl})$ a hatásos mechanikai teljesítménye, p_{FWl} az ω_{FW} -től függő vesztesége (loss) a hajtásnak, $m_{FWl} = p_{FWl} / \omega_{FW}$ az e veszteségnek megfelelő nyomaték. Az m_{FWl} motoros nyomaték az ω_{FW} szögsebesség állandó értéken való tartásához szükséges. Ha ω_{FW} bármilyen okból egy $\Delta\omega_{FWmax}$ megengedett értéknél jobban meghaladja az ω_{FWmax}

szögsebességet, akkor mindentől függetlenül biztonsági fékező üzembe megy át a hajtás $\omega_{FW} < \omega_{FWmax}$ eléréséig. (Az MREF nyomaték alapjel képző egység helyett teljesítmény szabályozó is alkalmazható, de ekkor mérni kell a lendítőkerekes hajtás p_{FW} teljesítményét is.) Az ω_{FW} és az m_{FWref} jelekből az Ψ_{REF} egység meghatározza az IFW kalickás aszinkrongép fluxusának a ψ_{FWref} alapjelét. A gépoldali CCFWM szabályozó, az CFWM áramirányítón keresztül, végzi az IFW aszinkrongép nyomatékának és fluxusának a szabályozását. A szabályozás történhet mezőorientált áramvektor szabályozással (ekkor ψ_{FWref} az IFW rotor fluxusának az alapjele), vagy közvetlen nyomaték és fluxus szabályozással (ekkor ψ_{FWref} az IFW állórész fluxusának az alapjele). A hálózatoldali CUFWDC feszültségszabályozó az u_{FWdc} egyenfeszültséget szabályozza az általa előírt p_{FWLref} hatásos teljesítmény alapjellel. A q_{FWLref} meddő teljesítmény alapjelet külső igények szabják meg. Az CCFWL szabályozó az CFWL áramirányítón keresztül végzi a lendítőkerekes hajtás villamos hatásos és meddő teljesítményének a szabályozását. A szabályozás történhet hálózatorientált áramvektor szabályozással, vagy közvetlen hatásos és meddő teljesítmény szabályozással. A CUFWDC feszültségszabályozó állandó u_{FWdc} feszültséget és $(1/2)C_{FW}u_{FWdc}^2$ energiáját biztosít. Ez akkor teljesül, amikor a C_{FW} kondenzátorhoz csatlakozó gépi és hálózati oldalon a hatásos teljesítmények megegyeznek. A p_{FWLref} és p_{FWMref} teljesítmény alapjelek között a veszteségek miatt van egy kis eltérés. A lendítőkerekes energiatároló hajtás ezzel az erősáramú és szabályozó körrel minden fajta szélgenerátorhoz alkalmazható.

Az egyenkörre csatlakozó lendítőkerekes energiatároló hajtás (2.6.6. ábra) szabályozóköre a 2.6.7. ábrához hasonló, de az egyenfeszültség szabályozást a közös CL hálózati áramirányító valósítja meg. A szabályozóköri blokkvázlat nem tartalmazza azt a részt, amelyik a lendítőkerekes hajtás álló állapotból való felfutását, a kezdeti feltöltést biztosítja.

2.6.4. A lendítőkerekes energiatároló rendszer vizsgálata szimulációval

A 2.6.7. ábrán bemutatott rendszert vizsgáltam szimulációval. A CCFWM blokk mezőorientált áramvektor szabályozással lett megvalósítva. Mivel a hangsúly most nem a valósághű beavatkozás megvalósításán, hanem rendszerszintű vizsgálaton van, ehhez illeszkedő egyszerűsítéseket használtam:

- A szélgenerátort lüktető p_G teljesítményével vettem figyelembe.
- Az áramirányítókat szabályozható amplitúdójú és frekvenciájú szinuszos feszültség forrásokkal modelleztem. Ezt elsősorban a futási idő csökkentése motiválta, mert több nagyságrendi különbség van a mechanikai és villamos időállandók között.

Az aszinkrongép (IFW), a hálózat, a mechanikai rész és az egyenkör pontos állapotegyenleteivel szerepel a modellben. Itt is viszonylagos egységrendszert használtam, a mennyiségek a lendítőkerék névleges értékeire lettek viszonyítva.

A vizsgált folyamat a következő:

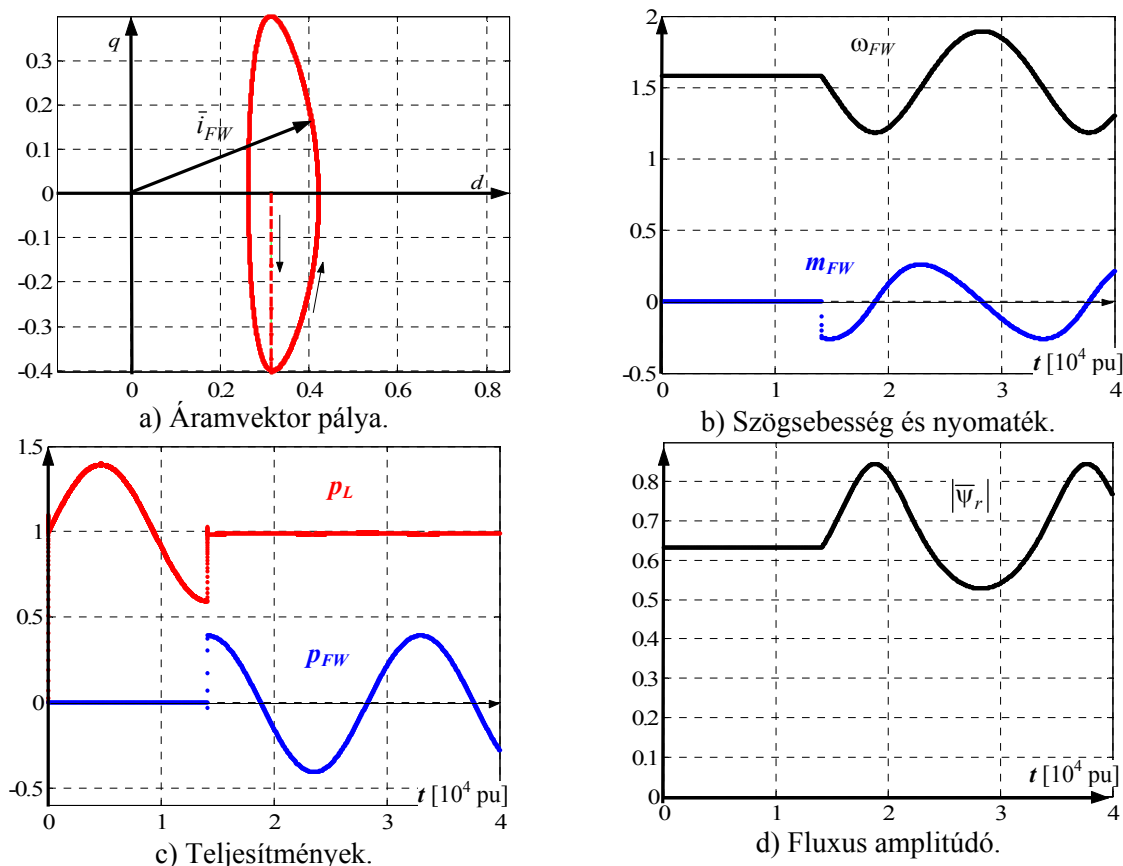
- A lendítőkerék $\omega_{FWav}=1,581pu$ szögsebességgel forog (2.6.8), $k=0,75$.
- A szélgenerátor p_G teljesítményébe egy állandó ΔP_G amplitúdójú és T_p periódus idejű szinuszos turbulens lüktetést injektálunk: $\Delta p_G = \Delta P_G \sin(2\pi t / T_p)$.
- A lüktetés különböző fázishelyzetében a lendítőkerekes energiatárolóval elkezdjük a lüktetés kompenzálását (amplitúdója: $P_m = -\Delta P_G$).

A rendszer paraméterei a következőkre lettek állítva, összhangban az elméleti vizsgálatokkal és a célul kitűzött kompenzációs tartományokkal:

$T_p=1\text{min}=18850\text{pu}$; $k=0,75$ ($\omega_{FW\min}=1\text{pu}$, $\omega_{FW\max}=2\text{pu}$); $P_{Gav}=1\text{pu}$ a legtöbb esetben; $T_{EM\text{stn}}=1\text{s}=314\text{pu}$; $C=7$; $T_{FW\text{stn}}=7*314=2198\text{pu}$; (így $\Delta T=10,5\text{s}$, ami kisebb, mint 1min , de a p_{FW} a folyamatok alatt többségében messze van a $P_{FW\max}=1\text{pu}$ értéktől).

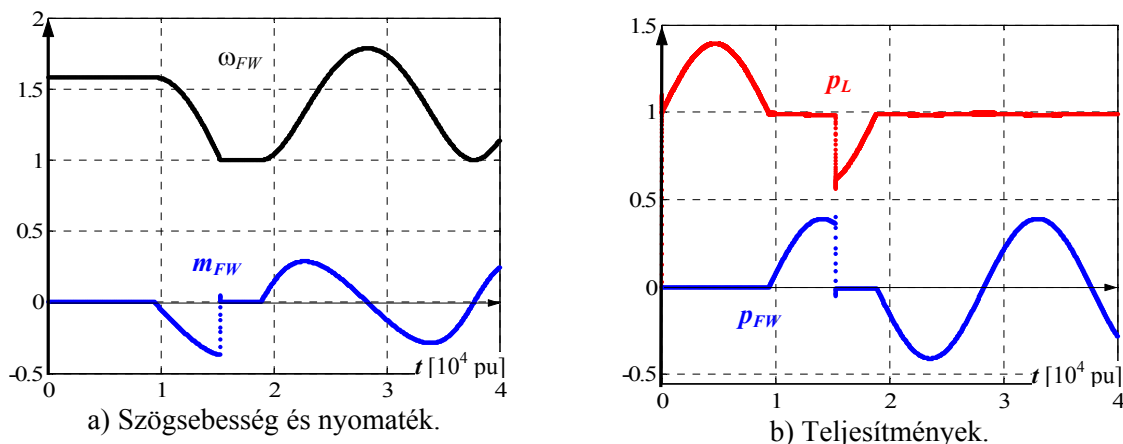
2.6.4.1. Tökéletes kompenzáció

Ha a rendszer nem éri el korlátait, a kompenzáció tökéletes. Ehhez kicsi lüktetési amplitúdó szükséges: $\Delta P_G=0,4$ -re lett választva. A számítási idő 40000pu . A számolt mennyiségek a 2.6.8. ábrán láthatók.



2.6.8. ábra. Tökéletes kompenzáció.

A kompenzáció kezdete a Δp_G negatív maximumánál van. Az így kialakuló szimmetrikus kisütési-töltési periódusok ω_{FW} középértékét és a kompenzációs tartálékot változatlanul hagyják. Jól látszik a mezőgyengítés (2.6.8a,d ábra).



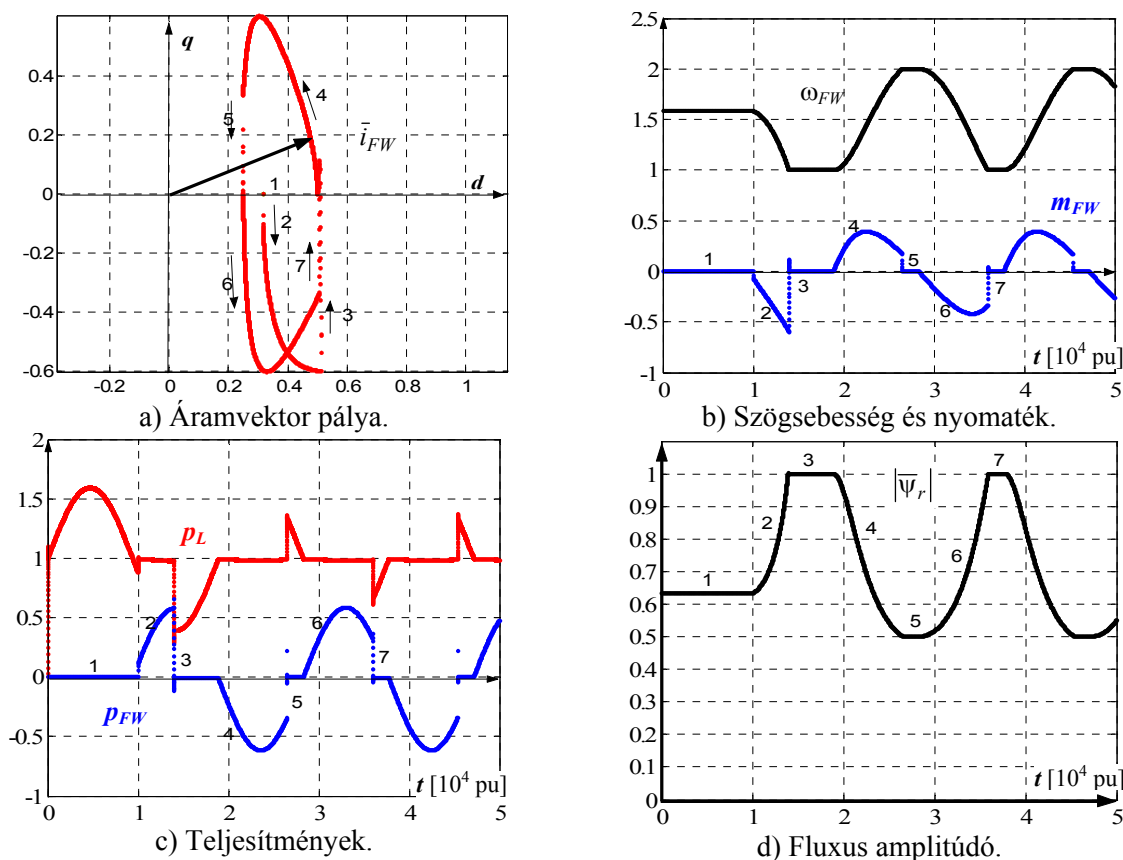
2.6.9. ábra. Δp_G fázisának hatása a szögsebesség középértékére.

2.6.4.2. Δp_G fázisának hatása

A teljesítmény lüktetés kompenzáció kezdetekor lévő fázishelyzetének hatását mutatom be egy következő vizsgálattal (2.6.9. ábra). Most ugyanabban a folyamatban 9425pu időpillanatban engedélyezzük a kompenzálást. Ez a teljesítmény lüktetés negatív félperiódusának kezdete. A kompenzáló p_{FW} pozitív félperiódusa kisüti az energia tárolót, lecsökkenti fordulatszámát, és a hosszú kisütési idő miatt a fordulatszám eléri a ω_{min} korlátot, abbamarad a kompenzáció. Amikor p_{FW} negatív lesz a kompenzálás céljából (tölt), az kihozza a rendszert az alsó fordulatszám korlátból. Mivel Δp_G nem nagy (ugyanaz, mint előbb), a felső fordulatszám korlátot nem éri el, beáll egy periodikus állapot, amelyben az alsó korlátot csak érinti. Ezzel a fordulatszám középvértéke csökkent, de a kompenzálás tökéletes. Ha vissza akarjuk állítani a szimmetrikus kompenzálási tartalékot adó fordulatszám középvértéket (2.6.8b) (erre vannak módszerek [2-20]), átmenetileg fel kell adni a p_L =áll. kompenzálási célt.

2.6.4.3. Fordulatszám korlátozások periodikusan

Ha a Δp_G nagyobb, a lendítőkerék eléri a felső fordulatszám korlátot is, és a korlátok elérése periodikusan ismétlődik. A 2.6.10. ábrát $\Delta p_G=0,6$ értékre rajzoltam fel. A korlátok elérése (3,5,7 jelű szakaszok) az áramvektor pályából és a fluxus időfüggvényéből is látszik.



2.6.10. ábra. A fordulatszám korlátok elérése periodikusan.

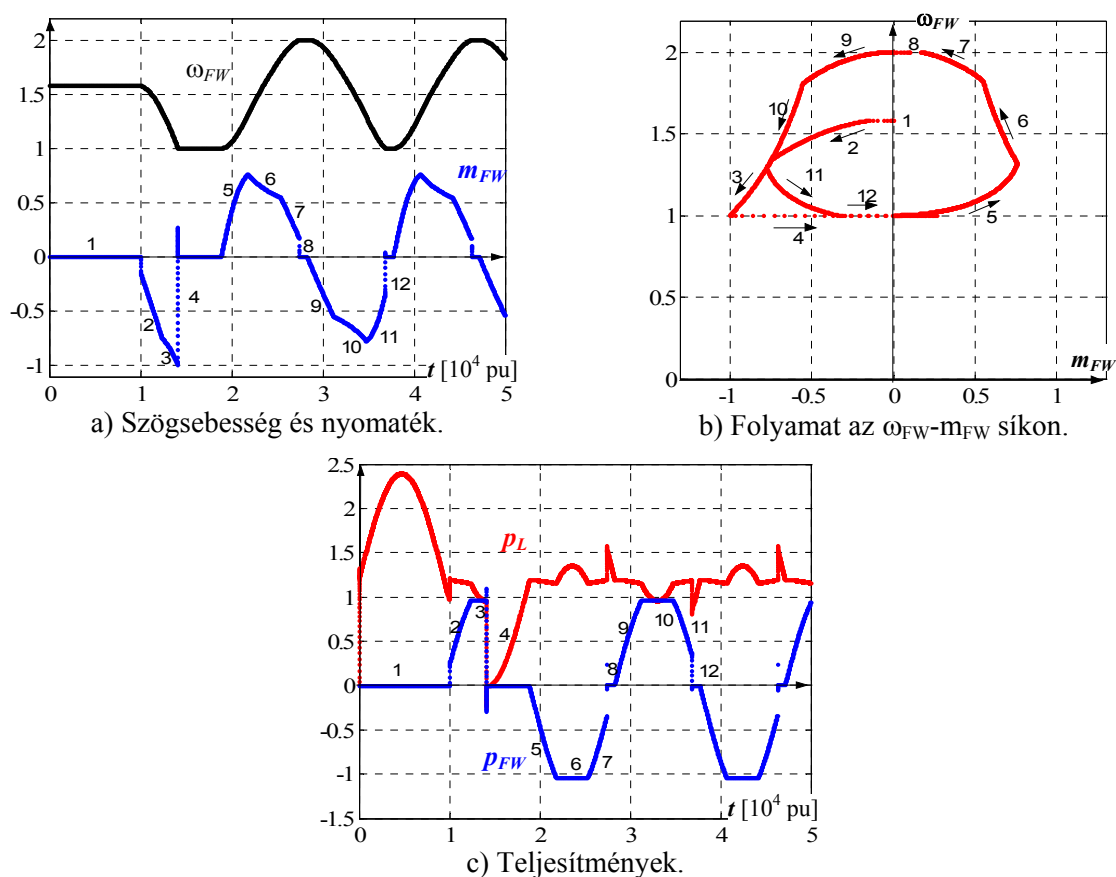
2.6.4.4. Az összes korlát elérése

Ha a Δp_G még nagyobb, a P_{FWmax} teljesítmény korlátot is eléri a rendszer. Ennek vizsgálatára kétszeres T_{FWstn} értéket használtam (ne legyen túl hosszú ideig a fordulatszám korláton), $\Delta p_G=1,2$ és $P_{Gav}=1,2$ (ne legyen p_G negatív). A vizsgált folyamat a 2.6.11. ábrákon követhető. A folyamat és a korlátok szempontjából legdemonstratívabb az ω_{FW} - m_{FW} síkon ábrázolt és beazonosított folyamat helygörbe (2.6.11b ábra).

Mint látható (2.6.11c ábra), a p_{FW} a korlátozási szakaszokban (3,6,10 szakaszok) kissé a korlát értéke alatt van. Ezt a lendítőkerék hajtó gépének veszteségei okozzák, hiszen (2.6.14)-gyel a mechanikai teljesítmény van előírva. Ezek az eltérések eddig is léteztek (ha jobban megnézzük az ábrákat, a kompenzálás nem tökéletes, p_L nem sima), csak itt a legszembetűnőbb.

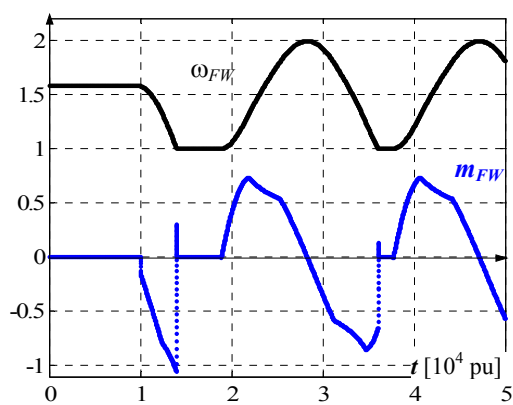
Ennek a kiküszöbölésére több lehetőség kínálkozik:

- A legpontosabb, de a legkomplikáltabb megoldás az, hogy alkalmazunk egy teljesítmény szabályozót m_{FWref} állítására (2.6.14) helyett. Ennek visszacsatoló jele a lendítőkerekes energiatároló kimeneti villamos teljesítménye lenne. Ezzel az összes veszteség kompenzálható.
- Egy veszteség modellt alkalmazva, amely számítja a gép villamos veszteségeit, ezzel a P_{FWMref} alapjel módosítható. Ez jóval egyszerűbb, de csak a modellezett veszteségeket kompenzálja.

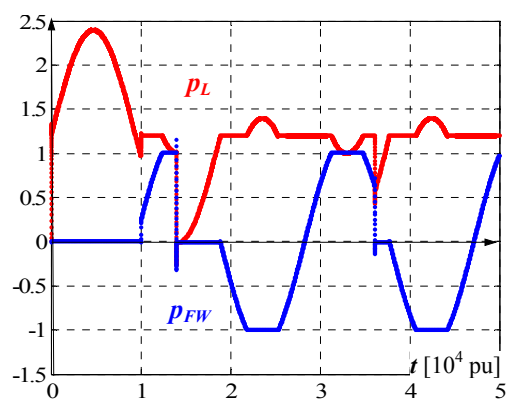


2.6.11. ábra. Az összes korlát elérése.

A veszteségek kompenzálásának bemutatására a második módszert valósítottam meg a gép rézvesztéseire. Az utoljára vizsgált folyamatot ennek alkalmazásával újraszámoltam, ennek hatását mutatom be a 2.6.12. ábrán. A teljesítmény pontosan éri el korlátértékét és ahol nincs korláton, a kompenzáció tökéletes. A folyamat egy kissé változott (a 8-as szakasz hiányzik). Oka az, hogy a 6-os szakaszban a gyorsító teljesítmény abszolútértéke kisebb, a felső fordulatszám korlátot éppen nem éri el a rendszer.



a) Szögsebesség és nyomaték.



b) Teljesítmények.

2.6.12. ábra. A villamos gép veszteségeinek kompenzálása javít a pontosságon.

Összefoglalás a 2. fejezethez: 3. tézis (Áramvektor szabályozások)

Rövid kifejtés:

Új elveket és eszközöket dolgoztam ki a megújuló energiaforrások villamos hajtásainak optimális áramvektor szabályozásaival és alkalmazásaival kapcsolatban és azokkal számos új eredményre jutottam. a) Általános leírás: Megalkottam a váltakozóáramú hajtások áramvektor szabályozásainak egységes, általános leírását. b) Kétoldalról táplált aszinkrongép: Megalkottam az kétoldalról táplált aszinkrongép áramvektor szabályozásának általános elméleti leírását. Kidolgoztam a mezőorientált áramvektor szabályozások megvalósítási lehetőségeit kétoldalról táplált aszinkron szélgenerátornál. Meghatároztam a kétoldalról táplálás esetén jelentkező állórész fluxus lüktetés okát és megoldást adtam kompenzálására.

c) Járulékos szolgáltatások: Kidolgoztam az áramvektor szabályozott hálózati áramirányítókkal megvalósítható, a hálózati csatlakozást támogató járulékos szolgáltatások (hálózati felharmonikusok szűrése, aszimmetrikus terhelés kompenzálása, meddő teljesítmény kompenzálása) elvi alapjait és megvalósítási lehetőségeit. Kimutattam, hogy ezeket a feladatokat akár a megújuló energiaforrás hiánya (pl. szélcsend) esetén is képesek ellátni. d) Lendítőkerek: Kidolgoztam az elektromechanikus lendítőkerekes energiatároló rendszert leíró elméleti összefüggéseket. Meghatároztam a minél egyszerűbben felépíthető erősáramú kör kialakítását, a lendítőkerekes hajtások szabályozásának alapjait, működési tartományát, annak korlátait, a korlátok elérésére és a kompenzációs tartalékra ható tényezőket.

Részletes kifejtés:

Új elveket és eszközöket dolgoztam ki a megújuló energiaforrások villamos hajtásainak optimális áramvektor szabályozásaival és alkalmazásaival kapcsolatban és azokkal a következő új eredményekre jutottam:

3a. Általános leírás:

A sokéves saját kutatómunka eredményeként, a vizsgált szabályozások összegzéseként megalkottam a váltakozóáramú hajtások áramvektor szabályozásainak egységes, általános leírását egységes szerkezetben és szemléletben. [2-S17], (2.1. fejezet, 2.2. fejezet, 2.3. fejezet)

3b. Kétoldalról táplált aszinkrongép:

Megalkottam a kétoldalról táplált aszinkrongép áramvektor szabályozásának általános elméleti leírását. Származtattam az *alapharmonikus állórész áram és forgórész fluxus kördiagramját*. Kimutattam, hogy a névleges nyomaték kifejtése a rotor áramvektor szabályozásával különböző szempontok szerint *optimalizált munkapontokban lehetséges*. [2-S16], [2-S31], (2.4.1. fejezet)

Kidolgoztam, hogy *a mezőorientált áramvektor szabályozások hogyan valósíthatók meg a kétoldalról táplált aszinkron szélgenerátornál*. [2-S16], [2-S31], (2.4.2. fejezet)

Meghatároztam a kétoldalról táplálás esetén jelentkező *állórész fluxus lüktetés okát és megoldást adtam kompenzálására*. [2-S16], [2-S31], (2.4.3. fejezet)

3c. Járulékos szolgáltatások:

Kidolgoztam az áramvektor szabályozott hálózati áramirányítókkal megvalósítható, a hálózati csatlakozást támogató járulékos szolgáltatások elvi alapjait és megvalósítási lehetőségeit. Ezek a következők: hálózati felharmonikusok szűrése, aszimmetrikus terhelés kompenzálása, meddő teljesítmény kompenzálása. Az elvet *alkalmaztam megújuló energiaforrások átalakítójának hálózati áramirányítójára*. Mindhárom

járolékos szolgáltatással *javítható a szolgáltatott energia minősége*. Kimutattam, hogy mivel ezekhez a feladatokhoz legfeljebb csak lüktető, de nulla középértékű hatásos teljesítményre van szükség, *ezeket akár a megújuló energiaforrás hiánya (pl. szélcsend) esetén is képesek ellátni*. Egységes tárgyalásmódot vezettem be a felharmonikusok és az aszimmetria tárgyalására. Mennyiségileg *származtattam a lüktető hatásos teljesítmény hatását az egyenköri feszültségre*, amely jól használható a rendszer paramétereinek tervezésekor. A kidolgozott *elveket gyakorlati esetek vizsgálatára alkalmaztam*, igazolva azok helyességét. Az elvek bemutatásával publikációimban igyekszem *felhívni a gyártók figyelmét a lehetőségekre*, amivel a sztochasztikusan rendelkezésre álló megújuló energiaforrás áramirányítójának *kihasználtsága (hasznossága) növelhető és ezzel a rendszer megtérülési ideje csökkenthető*. [2-S32], [2-S18], (2.5. fejezet)

3d. Lendítőkerék:

Kidolgoztam az elektromechanikus lendítőkerekes energiatároló rendszert leíró elméleti összefüggéseket. Segítségükkel egyértelműen *definiálható, méretezhető adott alkalmazáshoz illeszthetően a rendszer működési tartománya több síkon is*. Meghatároztam a minél egyszerűbben felépíthető erősáramú kör kialakítását. Kidolgoztam a lendítőkerekes hajtások optimális vektor szabályozásának alapjait. Kimutattam, hogy *az áramvektor szabályozások minden formája ebben az esetben is alkalmazható*. Meghatároztam a lendítőkerekes energiatároló hajtásának *működési tartományát, annak korlátait*. Kimutattam, hogy a kikompenzálandó periodikus teljesítmény *lengés fázisa a kompenzálás kezdeti pillanatában jelentős hatással van a korlátok elérésére és meghatározza a kialakuló szögsebesség középértéket és azzal a kompenzálási tartalékot*. Kimutattam, hogy a fordulatszám korlátból kijöve kis teljesítmény lengés esetén *a hajtás képes a korlátok elérése nélkül működni*, de a kompenzálási tartalék nem lesz szimmetrikus. Annak szimmetrikussá tételére az állandó hálózati teljesítményre szabályozást átmenetileg fel kell adni. A pontos teljesítmény szabályozás céljából *megoldást adtam a hajtó villamos gép veszteségei okozta pontatlanság kompenzálására*. [2-S33], (2.6. fejezet)

Irodalomjegyzék a 2. fejezethez

Irodalmi előzmények

- [2-1] Kovács, K. P.-Rácz, I.: *Váltakozóáramú gépek tranziens folyamatai*, Akadémiai Kiadó, Budapest, (1954)
- [2-2] Blaschke, F.: *Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage für die TRANSVECTOR-Regelung von Drehfeldmaschinen*, Siemens-Zeitschrift 45. pp757-760. (1971)
- [2-3] Leonhard, W.: *Control of Electrical Drives*, Third Edition. ISBN 3540418202. Springer Verlag. Berlin, (2001)
- [2-4] Vas, P.: *Vector Control of AC Machines*, Clarendon Press, Oxford, (1990)
- [2-5] Kelemen, Á.-Imecs, M.: *Vector Control of AC Drives*, Vol.1. Vector Control of Induction Machines Drives. OMIKK PUBLISHER. Vol.2. Vector Control of Synchronous Machines Drives. ÉCRITURE. Budapest. 1993. ISBN 9635931409. Budapest. (1991)

- [2-6] Kazmierkowski, M.P.-Dzieniakowski, M.A.: *Review of current regulation techniques for three-phase PWM inverter*, in Proc. of IEEE ISIE'93, pp448–456., Budapest, (1993)
- [2-7] Veszprémi, K.: *Mez  orient  lt mikroszámítógépes   r  ny  t  s     raminverteres aszinkronmotoros hajtás vizsgálata*, Kandid  tusi   rtekez  s, Budapest, (1993)
- [2-8] Schmidt, I.: *  ram  r  ny  t  s szinkron-   s aszinkronmotor valamint szinkron szervohajtás vizsgálata*, Akadémiai doktori   rtekez  s, Budapest, (1998)
- [2-9] Eggert, B.: *1,5 MW wind power station with low ac-line distortion using a standard double-fed generator system with field orientation control*, EPE'97, Proc. pp2.739-742. (1997)
- [2-10] Heller, M.-Schumacher, W.: *Stability analysis of double-fed induction machines in stator flux reference frame*, EPE'97, Proc. pp2.707-742. (1997)
- [2-11] Quang, N.P.-Dittrich, A.-Thieme, A.: *Doubly-fed induction machine as generator: control algorithms with decoupling of torque and power factor*, Electrical Engineering, Vol.80, pp325-335. (1997)
- [2-12] M  ller, S.-Deicke, M.-De Donecker, R.W.: *Double fed induction generator systems for wind turbines*, IEEE Ind. Appl. Mag. pp26-33. May/June. (2002)
- [2-13] Petersson, A.: *Analysis modeling and control of double-fed induction generators for wind turbines*, Thesis, Chalmers Univ. of Techn. Göteborg. (2003)
- [2-14] Fang Zheng Peng, *Application issues of active power filters*, IEEE Industry Applications Magazine, pp21–30. Sept/Oct. (1998)
- [2-15] Culea, M.-Dumitriu, T.-Munteanu, T.: *Active power filter control based on harmonic injection in d–q frame*, in Proceedings of OPTIM'06, Brasov, (2006)
- [2-16] Van der Hoven, I.: *Power spectrum of horizontal wind speed in the frequency range from 0.0007 to 900 cycles per hour*, Journal of Meteorology, vol.14. pp160-164. (1957)
- [2-17] James A. McDowall: *Opportunities for electricity storage in distributed generation and renewables*, in Proc. of IEEE Saft America Inc. Transmission and Distribution Conf. and Exposition, IEEE/PES, vol.2. pp1165-1168. (2001)
- [2-18] C  rnedas R.-Pena R.-Asher G.-Clare J.: *Control strategies for enhanced power smoothing in wind energy systems using a flywheel driven by a vector-controlled induction machine*, IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol.48, No.3, pp625-635. (2001)
- [2-19] C  rnedas R.-Pena R.-Asher G.-Clare J.: *Power smoothing in wind generation systems using a sensorless vector controlled induction machine driving a flywheel*, IEEE Trans. Energy Conv., Vol.19, No.1. pp206-216, (2004)
- [2-20] Cimuca G.-Breban S.-Radulescu M.-Saudemont C.-Robyns B.: *Control strategy for an induction machine-based flywheel energy storage system associated to a variable-speed wind generator*, in Proceedings of OPTIM'06, (2006)

- [2-21] Járdán R.K-Nagy I.-Olasz A.: *Time Domain Control of a Power Quality Conditioning System*, AUTOMATIKA, 46, 3–4, pp129–134. (2005)

A 3. tézishez kapcsolódó saját publikációk

Könyv:

- [2-S1] Schmidt, I.-Vincze, Gyné.-**Veszprémi, K.**: *Villamos szervó- és robothajtások*, Egyetemi tankönyv, ISBN 963 420 642 5. Műegyetemi Kiadó, Budapest, p388 (2000)
- [2-S2] Hunyár, M.-Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**-Vincze, Gyné.: *A megújuló és környezetbarát energetika villamos gépei és szabályozásuk*, Egyetemi tankönyv. ISBN 963 420 569 0. Műegyetemi Kiadó, Budapest, p338. (2001)
- [2-S3] Hunyár, M.-**Veszprémi, K.**-Szépszó, G.: *Újdonságok Magyarország szélenergia potenciáljáról*, pp94-113. In: Dobi I (szerk.): *Magyarországi szél és napenergia kutatás eredményei*, Magyar Meteorológiai Szolgálat, Budapest, ISBN 963 7702 95 4, (2006)
- [2-S4] Hunyár, M.-**Veszprémi, K.**-Kircsi, A.-Szépszó, G.-Tar, K.-Tóth, P.: 12. fej.: *Megújuló energiaforrások alkalmazása: 12.8. A szélenergia hasznosítása*, pp1-82. In: Bánhidi, L. (szerk.): *Épültgépészet a gyakorlatban*, Verlag Dashöfer Szakkiadó Kft, Budapest, ISBN 963 9313 21 1, (2007)

Folyóirat:

- [2-S5] Schmidt, I.-Vincze, K.-**Veszprémi, K.**: *Állandómágneses szinkronmotoros hajtások optimális üzeme*, ELEKTROTECHNIKA (BUDAPEST), **91**:(4), pp127-131. (1998)
- [2-S6] Schmidt, I.-Vincze, K.-**Veszprémi, K.**-Seller, B.: *Brushless DC motor drive with pulsation-free torque*, CZASOPISMO TECHNICZNE-ELEKTROTECHNIKA, **95**:(4), pp78-87. (1998)
- [2-S7] Schmidt, I.-Vincze, K.-**Veszprémi, K.**-Seller, B.: *Szinkron szervohajtás hiszterézises adaptív áramvektor szabályozása*, ELEKTROTECHNIKA (BUDAPEST), **92**:(9), pp343-346. (1999)
- [2-S8] Schmidt, I.-Vincze, K.-**Veszprémi, K.**: *Adaptive hysteresis current vector control of synchronous servo drives*, ELECTROMOTION (CLUJ NAPOCA), **6**:(1-2), pp19-24. (1999)
- [2-S9] Schmidt, I.-Vincze, Gyné.-**Veszprémi, K.**: *Vector sliding mode control of sinusoidal-field synchronous servo drives*, Periodica Politechnica-Electrical Engineering, **45**:(1), pp65-77. (2001)
- [2-S10] Schmidt, I.-Vincze, K.-**Veszprémi, K.**-Seller, B.: *Adaptive hysteresis current vector control of synchronous servo drives with different tolerance areas*, Periodica Politechnica-Electrical Engineering, **45**:(3-4), pp211-222. (2001)
- [2-S11] Bakos, D.-Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**-Vincze, Gyné.: *Színuszmezős szinkronmotoros szervohajtás meőgyengítéses üzeme d-q áramszabályozókkal*, ELEKTROTECHNIKA (BUDAPEST), **95**:(4), pp. 121-124. (2002)

- [2-S12] **Veszprémi, K.**-Schmidt, I.: *Influence of control parameters of inverter-fed permanent-magnet synchronous machines*, ELECTROMOTION (CLUJ NAPOCA), **10**:(3), pp234-239. (2003)
- [2-S13] Bakos. D.-Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**-Vincze, Gyné.: *Négyszögmezős szinkronmotoros szervohajtás kommutációs folyamata*, ELEKTROTECHNIKA (BUDAPEST), **97**:(Tudományos különszám), pp10-14. (2004)
- [2-S14] Hunyár, M.-**Veszprémi, K.**-Halász, S.: *Térvektoros ISZM vezérlésű háromfázisú hálózati áramirányítók áramgenerátoros közbenső egyenáramúkörrrel*, ELEKTROTECHNIKA (BUDAPEST), **99**:(9), pp3-5. (2006)
- [2-S15] Hunyár, M.-Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**-Halász, S.: *Áramgenerátoros hálózati áramirányítók szűrőköreinek méretezése*, ELEKTROTECHNIKA (BUDAPEST), **100**:(4), pp11-13. (2007)
- [2-S16] Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**-Hunyár, M.: *Kétoldalról táplált szélgenerátor mezőorientált szabályozása*, ELEKTROTECHNIKA (BUDAPEST), **100**:(11), pp10-13. (2007)
- [2-S17] Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**: *Áramvektor szabályozások*, ELEKTROTECHNIKA (BUDAPEST), **101**:(7-8), pp5-7. (2008)
- [2-S18] Hunyár, M.-**Veszprémi, K.**: *Szélerőmű-parkok hatásos teljesítményének szabályozása*, ELEKTROTECHNIKA (BUDAPEST), **101**:(12), pp5-8. (2008)

Konferencia cikk:

- [2-S19] Halász, S.-Huu Bui Tin-**Veszprémi, K.**: *Rotor time constant on-line identification for field oriented AC drive*, Proc of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'95, Athens, Görögország, vol.2. pp654-659. (1995)
- [2-S20] Schmidt, I.-Vincze, Gy.-**Veszprémi, K.**: *Optimum Operation of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives*, Proc of the Symposium on Power Electronics Electrical Drives Advanced Electrical Motors, SPEEDAM'98, Sorrento, Olaszország, Session P1. pp31-36. (1998)
- [2-S21] Schmidt, I.-Vincze, Gy.-**Veszprémi, K.**: *Adaptive Hysteresis Current Vector Controls of Synchronous Servo Drive*, Proc of the 3rd International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems, ELECTROMOTION'99, Patras, Görögország, vol.I. pp.433-438. (1999)
- [2-S22] **Veszprémi, K.**-Schmidt, I.: *Simple sensorless control of induction machine with on-line parameter identification*, Proc of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'2000, Mexico, Cholula, vol.1. pp213-218. (2000)
- [2-S23] Schmidt, I.-Vincze, K.-**Veszprémi, K.**-Seller, B.: *Novel PWM Current Vector Control Method of the PM Synchronous Servo Drive with Rectangular Field*, Proc of the Internations Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC'2000. Kassa, Szlovákia, vol.7. pp75-80. (2000)

- [2-S24] Bakos, D.-Schmidt, I.-Vincze, K.-**Veszprémi, K.**: *Kör tolerancia területes áramvektor-szabályozások szinuszmezős szinkronmotoros szervohajtásokban*, CD-ROM Proc. of Kandó Konferencia 2002, XVI. Tudományos Ülésszak, Budapest, Magyarország, ISBN 963 7158 03 0, CD p6, (2002)
- [2-S25] Schmidt, I.-Vincze, K.-**Veszprémi, K.**: *Vector Sliding Mode Control of Sinusoidal-Field Synchronous Servo Drive*, CD-ROM Proc of the 10th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC'2002, Cavtat, Dubrovnik, Horvátország, Paper T9-043, ISBN 953 184 047 4, CD p10, (2002)
- [2-S26] Bakos, D.-Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**-Vincze, K.: *Field Weakening Operation of a Sinusoidal-Field Synchronous Servo Drive with d-q Current Controllers*, CD-ROM Proc of the 10th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC'2002, Cavtat, Dubrovnik, Horvátország, Paper T9-047, ISBN 953 184 047 4, CD p7, (2002)
- [2-S27] Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**-Dementiev J.Ny.: *Control Methods of the Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Machines*, Proc. of the Elektrotechnika, Elektrotechnikai Rendszerek és Berendezések, Nemzetközi Konferencia. Tomsk, Oroszország, pp1-4. (2003)
- [2-S28] **Veszprémi, K.**-Lamár, K.: *Accuracy Analysis of Digitally Implemented Field Orientation of Induction Motor Drive*, Proc. of the Int. Conf. on Electrical Drives and Power Electronics, EDPE'03, Szlovákia, pp497-502. ISBN 80-89114-45-4, (2003)
- [2-S29] Bakos, D.-Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**: *Inverter Switching Loss of Sinusoidal-Field Permanent Magnet Synchronous Drive at Different Current Control Methods*, CD-ROM Proc. of the 11th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC'04. Riga, Lettország, Paper A32216. ISBN 9984-32-010-3, CD p5, (2004)
- [2-S30] Hunyár, M.-**Veszprémi, K.**: *Szemponatok szélérőművek magyarországi telepítéséhez*, Proc. of the Klímaváltozás-Energiatudatosság-Energiahatékonyság IV Nemzetközi Konferencia, Visegrád, Magyarország, pp111-120. (2005)
- [2-S31] Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**: *Field Oriented Current Vector Control of Double-Fed Induction Wind Generator*, CD-ROM Proc. of the IEEE 32nd Annual Conference on Industrial Electronics, IECON'2006, Paris, Franciaország, pp988-993. ISBN 1-4244-0136-4, (2006)
- [2-S32] Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**: *Additional Application Fields of a Modern Wind Generator Even at No-Wind*, CD-ROM Proc. of the 12th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'2007, Aalborg, Dánia, Paper 020. ISBN 9789075815108, CD p10, (2007)
- [2-S33] **Veszprémi, K.**-Schmidt, I.: *Flywheel Energy Storage Drive for Wind Turbines*, CD-ROM Proc. of the 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'2007, Bangkok, Thaiföld, pp916-922. ISBN 1-4244-0645-5, (2007)

A 3. tézishez kapcsolódó saját publikációkra történt független hivatkozások összesített száma: 52

3. Hatékony közvetlen szabályozások

A 80-as évek végére már úgy tűnt, hogy a mezőorientált szabályozás egy ipari szabvánnyá válik a jó dinamikájú váltakozóáramú hajtások területén, amikor az aszinkronmotoros hajtások új szabályozási elve jelent meg: a közvetlen nyomaték és fluxus szabályozás [3-1], [3-2]. Az új elv lényege az, hogy zárt áram szabályozási hurkok nélkül közvetlenül képes szabályozni az aszinkrongép kimenő mennyiségét: a nyomatékát és a mágnesezési állapotát meghatározó jellemzőjét: a fluxusát. Ennek megvalósítása hiszterézises szabályozókkal történik, amelyeknek kimenete választja ki a motorra kapcsolandó megfelelő feszültségvektort. A két korai publikáció abban különbözött, hogy ez a kiválasztás hogyan történik: [3-1]-ben a „Direct Self Control”-nak hívott elv esetén a hiszterézises komparátorok közvetlenül határozzák meg a feszültségvektort. [3-2]-ben Kapcsoló Táblázatból címzik ki a megfelelő irányban beavatkozó feszültségvektort.

Kedvező tulajdonságai egyértelművé tették sikerét, viszonylag korán már az első kereskedelmi termék is megjelent [3-4]:

- Jó dinamikai tulajdonságok.
- Egyszerű struktúra:
 - nem igényel koordináta transzformációt,
 - nincsenek áram szabályozási hurkok.
- Robusztus, paraméter érzéketlen szabályozás.
- Fordulatszám érzékelő nélküli szabályozás egyszerűen megvalósítható.
- Nincs szükség ISZM modulátorra.

Hátrányai meghatározták a további kutatások irányát:

- Változó kapcsolási frekvenciával működik.
- Megfelelő pontosság eléréséhez nagy mintavételi frekvencia szükséges:
 - ezért nagyobb számítási teljesítmény és
 - gyorsabb AD átalakítók kellenek.
- Közvetett áram szabályozás (és korlátozás).
- Indítási állapotban és kis frekvenciás működéskor problémák [3-3].

Ezek hatására a hagyományostól eltérő egyéb megvalósítási verziók is megjelentek [3-5], amelyek elsősorban az állandó kapcsolási frekvencia elérésére törekedtek. Ezek a közvetlen feszültségvektor kiválasztás helyett ISZM modulátort alkalmaznak [3-5].

A fejlődés másik iránya az, hogy ugyanaz az elv egyéb gépek, egyéb átalakítók és egyéb mennyiségek szabályozására is használható [3-6], [3-7], [3-8], [3-9].

Vizsgálataim a hagyományos, Kapcsoló Táblázaton alapuló közvetlen szabályozásokra vonatkoznak.

Ebben a fejezetben és a hozzákapcsolódó 4. tételben gyakorlatilag minden új tudományos eredmény letisztult fizikai megközelítés és megfontolás eredménye. Ez nem véletlen: a közvetlen szabályozások alapelvükben magukban hordozzák a fizikai megközelítést:

- a) Azt a mennyiséget szabályozzuk közvetlenül, aminek a szabályozása a cél.
- b) Minél közelebb megyünk a beavatkozással a szabályozandó mennyiséghez, annál inkább a fizikai törvények szerint kell beavatkozni (közvetlen ISZM szabályozás).

A 4. tétel új tudományos eredményeiben tetten érhető fizikai elvek és fizikai hátterek a következők:

- a) A közvetlen szabályozások általánosítása és általános leírása fizikai elveken és analógiákon alapulva tehető meg (3.1.1. fejezet). Ez nagy mértékben áttekinthetővé teszi a tradicionális szabályozás kiterjesztését.
- b) Az indirekt áramszabályozás általános leírása egyszerű fizikai összefüggések felírásával valósítható meg, áttekinthető és rendszerezett képet kapunk róla (3.1.2. fejezet). Segítségével az áramkomponensek szabályozásának csatolása kézben tartható, a korlátozás problémája megoldható (3.2. fejezet).
- c) Az alkalmazások és azok specifikus tulajdonságai mind fizikai képre vezethetők vissza:
- Az állandómágneses szinkrongép közvetlen nyomaték szabályozásának korlátját a speciális, kiálló pólusú forgórész okozza (3.3.2 fejezet).
 - Kétoldalról táplált aszinkrongép közvetlen nyomaték és fluxus szabályozása esetén a Kapcsoló Táblázat szintjeinek számát egyszerű, általánosítható fizikai megfontolás (a fluxusvektor kétféle forgásiránya) indokolja (3.4. fejezet).
 - A közvetlen teljesítmény szabályozásra való kiterjesztés fizikai analógiák alapján tehető meg (3.5. fejezet).
- d) A felfedezett új jelenségek problémájának mindegyike egyszerű fizikai elvvel magyarázható, tárgyalható és oldható meg:
- Dinamikai viselkedés: a kapcsolt feszültségvektorok hatékonyságát kell vizsgálni és javítani (3.5.3. fejezet). Ez nemcsak a vektorválasztásra, hanem az egyenfeszültség nagyságának megválasztására is eszközt biztosít.
 - A hálózati hatásos teljesítmény előjelétől függő viselkedés: itt a közvetlen szabályozás szintjéről egy szinttel feljebb kell menni a jelenség magyarázatához, az egyenfeszültség szabályozás szintjére. A fizikai kép használata leginkább az egyenkör viselkedésének vizsgálatánál érhető tetten (3.5.4. fejezet).

3.1. A közvetlen szabályozások általánosítása

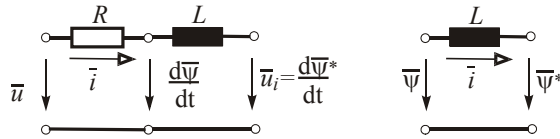
[3-S6], [3-S10]

Fizikai analógiákon alapulva megalkottam a közvetlen szabályozások általánosítását és általános leírását. Ez nagy mértékben áttekinthetővé teszi a tradicionális szabályozás kiterjesztését: az eredeti elv kiterjeszthető további gépekre, mennyiségekre, átalakítókra és rendszerekre.

Az általánosítás több síkon történhet:

- **Egyéb gépek:** Mivel a váltakozóáramú gépekben a nyomatékképzés és a feszültség hatása a fluxusra nagyon hasonló, az aszinkronmotorokra kitalált szabályozási elv egyéb gépekre is használható:
 - Állandómágneses szinkrongép [3-9].
 - Kétoldalról táplált csúszógyűrűs aszinkrongép [3-8].
- **Egyéb mennyiségek:** Minden mennyiség, amely szoros kapcsolatban van a nyomatékkal, ugyanúgy szabályozható, mint a nyomaték. Ez lehet a gép hatásos teljesítménye. Hasonlóan, minden mennyiség, amely szoros kapcsolatban van a fluxussal, ugyanúgy szabályozható, mint a fluxus. Ez lehet a gép meddő teljesítménye [3-6], [3-7].
- **Egyéb átalakítók:** Ha a hálózattal való áramirányító is kétszintű feszültség inverter kapcsolású, akkor az is szabályozható hasonló elven. Ennek fizikai alapja az a hasonlóság, ahogy a váltakozóáramú hálózat modellezhető: egy indukált feszültséggel (fizikailag a

távoli generátor indukált feszültsége), soros ellenállással és induktivitással. Ha ezt felrajzoljuk (3.1.1. ábra), szembejövő, hogy a modell megegyezik egy váltakozóáramú gép helyettesítő vázlatával (ha váltakozóáramú gépről van szó, akkor a helyettesítő vázlatban az induktivitások az inverter által táplált oldalra vannak redukálva). Bevezethető virtuális fluxus (a távoli generátoré). Így a hálózati áramirányító hatásos és meddő teljesítménye hasonlóan szabályozható, mint a nyomaték és a fluxus [3-6], [3-7].



3.1.1. ábra. A szabályozott rendszer általános helyettesítő vázlata.

- **Egyéb rendszer:** Egy teljes átalakító rendszer összes áramirányítója szabályozható közvetlen elven. Ilyen lehet egy közbülső egyenáramú körös frekvenciaváltós szélgenerátor mindkét áramirányítója (bármely ilyen szélgenerátor típusnál). A motoroldali áramirányító közvetlen nyomaték és fluxus szabályozása fordulatszám szabályozásnak alárendelve a maximális kihasználtságot biztosítja. A hálózatoldali áramirányító közvetlen hatásos és meddő teljesítmény szabályozása jó dinamikájú hálózati teljesítmény szabályozást és szinuszos, szimmetrikus, bármilyen teljesítménytényezőjű hálózati áramot képes szolgáltatni [3-8].

3.1.1. A közvetlen szabályozások általános leírása

Általánosan a nyomaték-szerű mennyiséget c_I -gyel, a fluxus-szerű mennyiséget pedig c_{II} -vel jelöljük. Mindig két fluxust különböztethetünk meg: az egyiket szabályozzuk a közvetlen szabályozással, ezt $\bar{\psi}$ -vel jelöljük. A másik kényszerítve van, vagy a kényszerített feszültség által (hálózat), vagy a rövidrezárt forgórész kör által (kalickás aszinkrongép), vagy a gerjesztés által (szinkrongép). Ezt $\bar{\psi}^*$ -gal jelöljük. Ennek szögsebessége ω^* (állandósult állapotban $\omega^* = \text{áll.}$) (ld. 3.1.2. ábra).

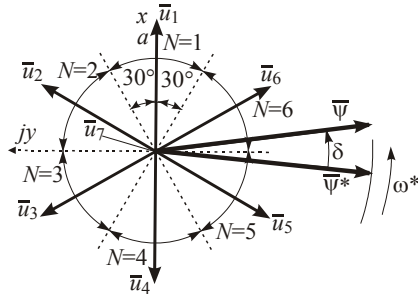
A c_I gyorsan szabályozható a fluxusok közti δ szöggel. A c_{II} -t pedig a szabályozott fluxus nagyságával (ψ) tudjuk szabályozni. A beavatkozó jelek (δ , ψ) hatása a szabályozott mennyiségekre (c_I , c_{II}) minden munkapontban ugyanolyan kell, hogy legyen.

A $\bar{\psi}$ fluxust gyorsan tudjuk szabályozni a kétszintű feszültség inverterrel, megfelelő feszültségvektort kapcsolva a váltakozóáramú kapcsolókra ($\bar{u} = \bar{u}_k$, $k=1..7$):

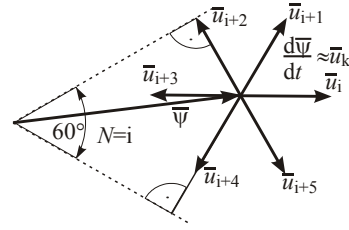
$$d\bar{\psi}/dt = \bar{u} - \bar{i}R \approx \bar{u} \quad (3.1.1)$$

Az $\bar{u}_7 = 0$ feszültségvektort kétféleképpen lehet megvalósítani: minden fázist a pozitív sínre (7P) vagy a negatív sínre (7N) kapcsolva.

A megkívánt fluxus módosításhoz megfelelő feszültségvektorok választhatók (3.1.2. ábra). A leggyorsabb ψ illetve δ változtatás a $\bar{\psi}$ fluxussal kb. egyirányú illetve arra merőleges feszültségvektorral érhető el. A legáltalánosabban használt megvalósításokban 6 szektort értelmeznek a $\bar{\psi}$ fluxus pozíciójára (3.1.2. ábra, $N=1..6$). Általánosan megvizsgálva az $N=i$ -dik szektort, az \bar{u}_k feszültségvektorokat a 3.1.3. ábra szerint jelöljük (k 6-nál túlszordul). Az ellenállást elhanyagolva, a fluxus derivált a feszültségvektorral egyenlő (3.1.1).



3.1.2. ábra. A feszültség és fluxusvektorok, valamint a szabályozott fluxus szektorai.



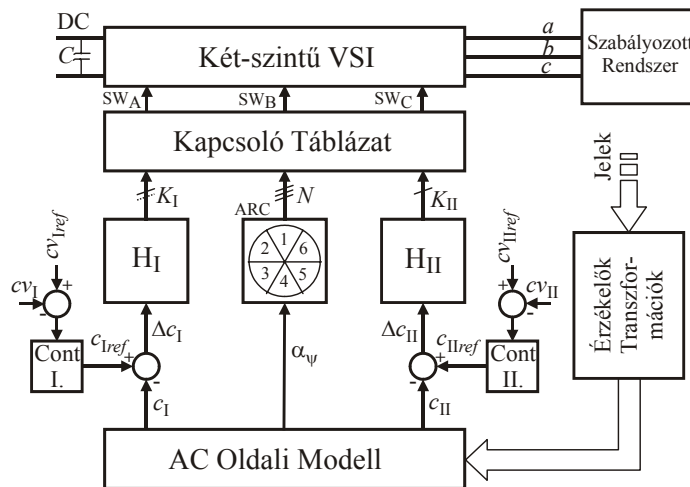
3.1.3. ábra. Az i-edik fluxus szektor vizsgálata.

A geometriát megvizsgálva, az i-edik szektorban lévő fluxus változtatására a következők állapíthatók meg:

- A fluxus ψ nagysága (és vele c_{II}) növelhető a következő feszültségvektorokkal: \bar{u}_i , \bar{u}_{i+1} , \bar{u}_{i+5} .
- A fluxus ψ nagysága (és vele c_{II}) csökkenthető a következő feszültségvektorokkal: \bar{u}_{i+3} , \bar{u}_{i+2} , \bar{u}_{i+4} .
- A δ szög (és vele c_I) növelhető a következő feszültségvektorokkal: \bar{u}_{i+1} , \bar{u}_{i+2} .
- A δ szög (és vele c_I) csökkenthető a következő feszültségvektorokkal: \bar{u}_{i+4} , \bar{u}_{i+5} .
- Az $\bar{u}_7 = 0$ feszültségvektor nem változtatja a fluxus nagyságát, de megállítja a $\bar{\psi}$ fluxusvektort, δ (és vele c_I) csökken, ha $\omega^* > 0$ és nő, ha $\omega^* < 0$.

Itt δ pozitív iránya c_I pozitív irányának felel meg, c_I pozitív iránya pedig ω^* pozitív irányának. A 3.1.2. ábra erre az esetre van felrajzolva. Vannak esetek (pozitív irányok megválasztásától és géptípustól függően), amikor $\bar{\psi}$ és $\bar{\psi}^*$ relatív elhelyezkedése a 3.1.2. ábráéval ellentétes pozitív c_I -hez. Ekkor az itt megállapítottakkal ellentétesek a feszültségvektorok hatásai δ -ra és c_I -re.

E szabályokon alapulva c_I -t és c_{II} -t hiszterézises szabályozókkal lehet közvetlenül szabályozni és őket az alapjelük körüli adott hibasávban tartani. A Kapcsoló Táblázatos megvalósítás leggyakrabban használt általános blokkvázlata látható a 3.1.4. ábrán.



3.1.4. ábra. A Kapcsoló Táblázatos közvetlen szabályozások általános blokkvázlata.

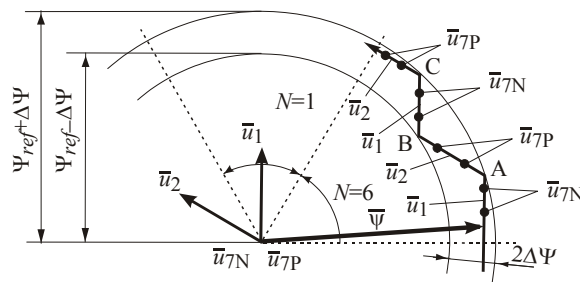
A hiszterézises szabályozók a H_I és H_{II} blokkok. Ezek szintszámát a szabályozás megkívánt simasága és a szabályozandó mennyiség határozza meg. H_{II} általában kétszintű

hiszterézises szabályozó. H_1 -nél ez nem ennyire egyértelmű. Általában, ha ω^* kétirányú, H_1 háromszintű, ha egyirányú, akkor normál esetben kétszintű lehet. Ha az $\bar{u}_7 = 0$ vektort nem használjuk, akkor mindig kétszintű. Ez utóbbi eset c_1 gyors változtatásához célszerű, de ekkor a kapcsolási frekvencia jelentősen nagyobb.

A kapcsolandó feszültségvektort három mennyiség határozza meg: c_I mennyiség Δc_I hibája, c_{II} mennyiség Δc_{II} hibája és $\bar{\psi}$ fluxus α_ψ szöge. A szabályozás visszacsatoló jeleit egy AC Oldali Modell számítja, felhasználva a szükséges mért és (a használt koordináta-rendszerbe) megfelelően transzformált jeleket. Ez minden esetben a szabályozott rendszer egy megfelelő modellje. Ha a kétszintű feszültség inverter (VSI) kimenő feszültségei szükségesek, mérésük megspórolható, ha az egyenköri feszültség és a kapcsolási állapotok (SW_A , SW_B , SW_C) ismertek.

A szabályozott mennyiségek alapjeleit (c_{Iref} , c_{IIref}) vagy fölérendelt szabályozók állíthatják (cv_I és cv_{II} mennyiségeket szabályozó Cont.I és Cont.II szabályozók), vagy egyéb módon kiszámított, vagy állandó értékre állíthatók.

A H_I és H_{II} hiszterézises szabályozók kimenetei K_I és K_{II} , ezek alkotják a Kapcsoló Táblázat címének egyik részét. Általánosan, két érték között kapcsolgatva, a nagyobbik K érték (pl. 1) felel meg c növelésének, a kisebbik (pl. 0) pedig a csökkentésének. H_I és H_{II} hibasávja $\pm\Delta C_I$ és $\pm\Delta C_{II}$. A Kapcsoló Táblázat címének másik részét a szektor érzékelő (ARC) határozza meg. A Kapcsoló Táblázat tartalma az adott alkalmazástól függ (ld. később).



3.1.5. ábra. A szabályozott fluxus vektorának pályája.

A bemutatott szabályozással változtatott $\bar{\psi}$ fluxus pályáját mutatja minőségileg a 3.1.5. ábra az N=6-dik szektorra. Ha $c_{II}=\psi$ (közvetlen fluxus szabályozás), $\Delta C_{II}=\Delta\psi$ és $c_{IIref}=\psi_{ref}$, egyéb esetekben ezek a mennyiségek kiszámíthatók (ld. később). Az A, B és C pontokban a kapcsolási állapotot H_{II} változtatja, míg a \bullet pontokat H_I okozza (nulla vektor kapcsolásával). Az A és C pontokban K_{II} 1-ről 0-ra változik, míg a B pontban 0-ról 1-re. A \bullet pontokban $K_I=0$, különben $K_I=+1$ vagy -1 . A szektorváltás egyedül nem okoz kapcsolást.

3.1.2. Az indirekt áram szabályozás általános leírása

[3-S2], [3-S6], [3-S7], [3-S8], [3-S9]

A nagyszámú hivatkozásból is látszik, hogy ez egy gyűjtő jellegű témakör. A témák átfedése miatt sajnos hátra (2.4.2 fejezet) és előre (3.5.1. és 3.5.2. fejezetek) is hivatkoznom kell. A hivatkozott részek a konkrét alkalmazások, ebben a fejezetben az általános elv és leírás található.

Egyszerű fizikai összefüggésekkel kimutattam, hogy a közvetlen szabályozások alkalmazhatók mindenhol, ahol áramvektor szabályozásra van szükség, mert ilyenkor az áram komponensei is indirekt módon szabályozhatók. Meghatároztam ennek korlátait és bemutattam alkalmazási területeit.

Általános elvek:

Általánosan felírható, hogy a nyomaték jellegű c_I illetve a fluxus jellegű c_{II} mennyiség arányos egy aktív (teljesítmény átvitelben részt vevő) illetve egy reaktív (meddő, mágnesező) áram komponenssel:

$$c_I = A i_{cI} \quad (3.1.2)$$

$$c_{II} = B i_{cII} \quad (3.1.3)$$

Nevesíteni is lehet az általános mennyiségeket, hiszen a mennyiségek szempontjából kétféle esetre fogjuk konkrétan tárgyalni a közvetlen szabályozásokat:

Közvetlen nyomaték és fluxus szabályozás:

- $c_I = m$; $A = \psi$; $i_{cI} = i_q$ (nyomatékképző áram komponens);
- $c_{II} = \psi$; $B = L$ (mágnesező induktivitás); $i_{cII} = i_d$ (mágnesező áram). Ilyenkor (3.1.3) csak állandósult állapotban, vagy $\psi = \text{állandó}$ esetén ilyen egyszerű.

Közvetlen hatásos és meddő teljesítmény szabályozás:

- $c_I = p$; $A = U$; $i_{cI} = i_p$ (vagy i_p), (hatásos teljesítmény áram komponens);
- $c_{II} = q$; $B = U$; $i_{cII} = i_q$ (vagy i_q megfelelő előjellel), (meddő teljesítmény áram komponens).

Ezek alapján látszik, hogy ha a közvetlen szabályozás kézben tartja a c_I és c_{II} mennyiségeket, azzal a velük arányos i_{cI} és i_{cII} mennyiségek is közvetetten szabályozottak, vagyis az áramkomponenseken keresztül közvetett áramvektor szabályozás valósítható meg.

Általános megjegyzések:

- A két áramkomponens szabályozása valamilyen mértékben csatolt, mert mindkét esetben c_{II} szabályozása alapvetően ψ változtatásával történik, és c_I mindkét esetben arányos ψ -vel (3.2.1), (3.3.1), (3.4.1), (3.5.1).
- Míg ψ is a megkívánt értéken van tartva, addig ez a csatolás elhanyagolható értékű.
- Ha azonban ψ -nek jelentős tranziensei vannak (indulásnál ki kell alakulnia), akkor a közvetlen szabályozás, és vele együtt a közvetett áramvektor szabályozás is elromlik (3.2. fejezet).

A következőkben az általánosan leírt szabályozási elvet alkalmazom a szóba jöhető esetekre.

3.2. Kalickás aszinkrongép közvetlen nyomaték és fluxus szabályozása

Ez az alkalmazás a közvetlen szabályozások tradicionális esete.

[3-S4], [3-S5]

Kimutattam, hogy az áram közvetett szabályozása miatt kalickás aszinkrongépnél meg kell oldani az áramkorlátozást indulás során, amikor a fluxusnak ki kell alakulnia. Megoldást dolgoztam ki erre a problémára. A fluxus kialakítása többféleképpen történhet. A lehetséges eseteket mérésekkel is vizsgáltam.

3.2.1. Az általánosítás adaptálása

Az általános leírásban szereplő mennyiségek megfelelői kalickás aszinkrongép közvetlen nyomaték és fluxus szabályozása esetén a 3.2.I. táblázatban láthatók.

3.2.I. táblázat. A mennyiségek megfeleltetése kalickás aszinkrongép közvetlen nyomaték és fluxus szabályozásánál.

Általános	Kalickás aszinkron	Jelentés
a, b, c x, y	sa, sb, sc sx, sy	állórész fázisok és koordinátarendszer (az állórész „a” fázisához kötve)
\bar{u} , $\bar{\psi}$	\bar{u}_s , $\bar{\psi}_s$	állórész feszültség és fluxus
α_ψ	α_{ψ_s}	$\bar{\psi}_s$ szöge sx–sy koordinátarendszerben
$\bar{\psi}^*$, ω^*	$\bar{\psi}_r$, ω_1	rotor fluxus, amit a rövidrezárt forgórész kényszerít és annak szögsebessége
\bar{i}	\bar{i}_s	állórész áram
R, L	R_{s2} , L'	állórész ellenállás, tranziens induktivitás
c_I , c_{II}	m, ψ_s	nyomaték és az állórész fluxus nagysága
c_{vI} Cont.I	ω PI	a gép szögsebessége zárt hurkú szögsebesség szabályozás
c_{vII} Cont.II	ψ_s nyílt hurok	az állórész fluxus nagysága szögsebesség függő ψ_s alapjel
K_I , K_{II}	KM, $K\Psi$	

A szabályozási összefüggés a következő (relatív egységek használatával):

$$\bar{m} = \bar{\psi}_r \times \bar{i}_s = \bar{\psi}_r \times \frac{\bar{\psi}_s - \bar{\psi}_r}{L'}, \quad m = \psi_r \psi_s \sin \delta \approx \psi_r \psi_s \delta, \quad (3.2.1)$$

ahol δ a fluxusok közti kicsi szög. A nyomaték a δ szöggel változtatható gyorsan, de hat rá a ψ_s fluxus változtatása is.

A nyomaték és a fluxus szabályozása a H_I és H_{II} hiszterézises szabályozókkal történik. H_I általában háromszintű, H_{II} pedig mindig kétszintű. A Kapcsoló Táblázatot a 3.2.II. táblázat mutatja (az \bar{u}_k feszültségvektorok k indexének megadásával).

Belátható, hogy $\omega > 0$ egyforgásirányú 2/4-es üzemben (pl. szélgenerátornál) a táblázat KM=–1-es sorait soha nem használjuk, ilyenkor H_I kétszintű lehet.

Érzekelni kell az állórész feszültségeket és áramokat.

3.2.II. táblázat. Kapcsoló Táblázat kalickás aszinkron gép közvetlen nyomaték és fluxus szabályozásához.

KΨ	KM	N					
		1	2	3	4	5	6
1	1	2	3	4	5	6	1
	0	7P	7N	7P	7N	7P	7N
	-1	6	1	2	3	4	5
0	1	3	4	5	6	1	2
	0	7N	7P	7N	7P	7N	7P
	-1	5	6	1	2	3	4

3.2.2. Az áramkorlátozás megoldása

[3-S4], [3-S5]

A közvetlen nyomaték szabályozásnál a cél elérése érdekében a nyomaték képletét a fluxusokkal írjuk fel (3.2.1), de fizikailag az a fluxus és az áram kölcsönhatásából adódik. Ha közvetlenül kézben tartjuk az egyik fluxust (ψ_s -t jelen esetben) és a nyomatékot, akkor az áramot is kézben tartjuk közvetett módon.

Ez igaz az áramkorlátozására is: ha a fluxus állandó (névleges), akkor a nyomaték korlátozása egyben áramkorlátozást is jelent. Probléma akkor van, amikor a rendszer bekapcsolásakor a fluxusnak ki kell alakulnia.

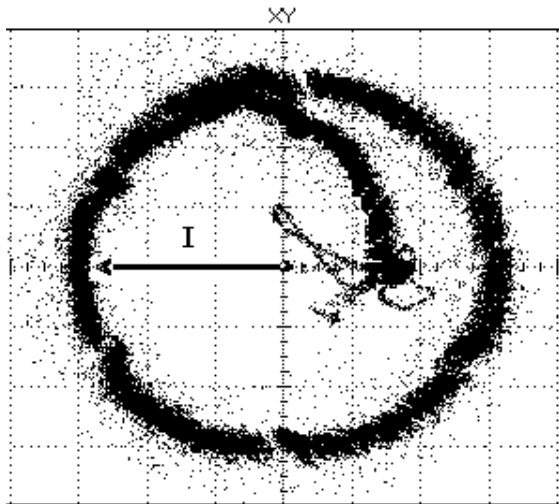
Az aszinkron gépes alkalmazások ilyenek. Ekkor a fluxus kialakítása közben problémás az áramkorlátozás, ilyenkor fluxus függő nyomaték korlátozás kellene. Ráadásul induláskor a kisfrekvenciás üzemben a fluxus érzékelésében bizonytalanságok lehetnek.

Ezeknek a problémáknak a kiküszöbölésére javasoltam egy megoldást: a fluxus kialakításának elkülönítését az indítási folyamatban, a szabályozás csak a fluxus valamilyen mértékű kialakulása után (előgerjesztés) induljon meg [3-S4], [3-S5].

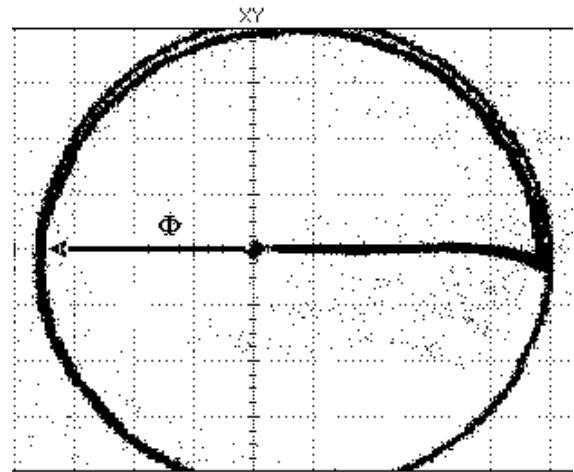
A fluxus kialakítása többféleképpen történhet, mindegyik alkalmazhat forszírozást:

- Egyenáramú előgerjesztéssel alakítjuk ki az indulás előtt a névleges fluxust.
- Csak a névleges fluxus felének kialakulásáig várunk az indulással egyenáramú előgerjesztéssel.

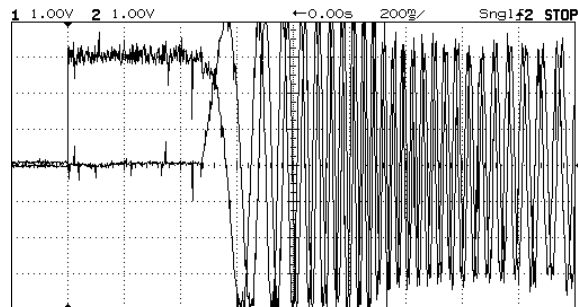
Az általam vizsgált közvetlen nyomaték és fluxus szabályozású ACS600 típusú aszinkronmotoros hajtás az első ilyen sorozat gyártmány volt Európában [3-4]. Ez a hajtás is ezeket a stratégiákat alkalmazta az indítási áram korlátozása céljából. A különböző stratégiáknak megfelelő indítási folyamat felvételei láthatók a 3.2.1-2. ábrákon.



a) Állórész áram Park-vektor.

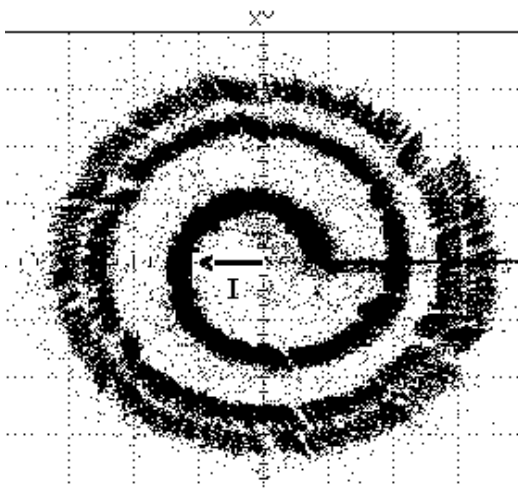


b) Állórész fluxus Park-vektor.

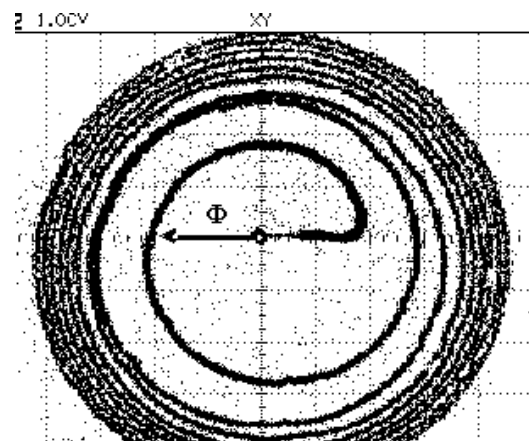


c) Az áramvektor komponenseinek időfüggvénye.

3.2.1. ábra. Egyenáramú előgerjesztés a névleges fluxus eléréséig.



a) Állórész áram Park-vektor.



b) Állórész fluxus Park-vektor.

3.2.2. ábra. Egyenáramú előgerjesztés a fél névleges fluxus eléréséig.

3.3. Állandómágneses szinkrongép közvetlen nyomaték és fluxus szabályozása

Ez az alkalmazás nagymértékben hasonlít a kalickás forgórészű aszinkrongép közvetlen nyomaték és fluxus szabályozásához, itt csak a különbségeket mutatom be.

[3-S6]

Kimutattam, hogy az állandómágneses szinkrongép közvetlen nyomaték szabályozásának korlátja van az állórész fluxus nagyságának függvényében amit az ilyen rendszer tervezésénél figyelembe kell venni.

3.3.1. Az általánosítás adaptálása

Az általános leírásban szereplő mennyiségek megfelelői állandómágneses szinkrongép közvetlen nyomaték és fluxus szabályozása esetén a 3.3.I. táblázatban láthatók.

3.3.I. táblázat. A mennyiségek megfeleltetése állandómágneses szinkrongép közvetlen nyomaték és fluxus szabályozásánál.

Általános	Állandó mágneses szinkron	Jelentés
a, b, c x, y	sa, sb, sc sx, sy	állórész fázisok és koordináta-rendszer (az állórész „a” fázisához kötve)
\bar{u} , $\bar{\psi}$	\bar{u}_s , $\bar{\psi}_s$	állórész feszültség és fluxus
α_ψ	α_{ψ_s}	$\bar{\psi}_s$ szöge sx–sy koordináta-rendszerben
$\bar{\psi}^*$, ω^*	$\bar{\psi}_p$, ω	pólus fluxus, amit az állandómágneses gerjesztés kényszerít és annak szögsebessége
\bar{i}	\bar{i}_s	állórész áram
c_I , c_{II}	m , ψ_s	nyomaték és az állórész fluxus nagysága
c_{VI} Cont.I	ω PI	a gép szögsebessége zárt hurkú szögsebesség szabályozás
c_{VII} Cont.II	ψ_s nyílt hurok	az állórész fluxus nagysága szögsebesség függő ψ_s alapjel
K_I , K_{II}	KM , $K\Psi$	

A hiszterézises szabályozókról (ideértve a Kapcsoló Táblázatot is) ugyanazok mondhatók el, mint kalickás forgórészű aszinkrongép esetén.

3.3.2. A közvetlen szabályozás korlátja

Ebben az esetben a 3.1.1. ábra nem helyes, d és q irányban ($\bar{\psi}_p$ és rá merőleges irányban) az induktivitások különböznek: $L_d < L_q$ (az állandómágnese miatt).

A szabályozási összefüggés a következő (relatív egységek használatával):

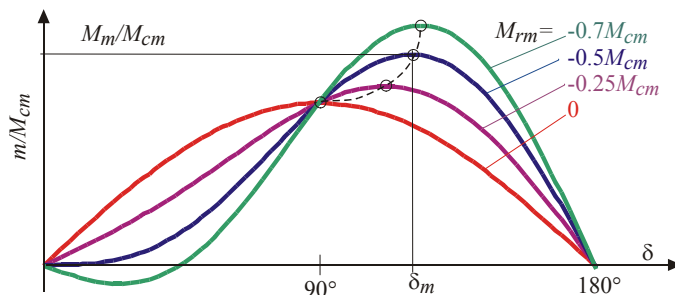
$$m = \psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd} = \frac{\Psi_p \psi_s}{L_d} \sin \delta + \frac{\psi_s^2}{2} \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \sin 2\delta = M_{cm} \sin \delta + M_{rm} \sin 2\delta. \quad (3.3.1)$$

A végső összefüggés első (domináns) része a hengeres forgórészű gép nyomatéka, a második a reluktancia nyomaték. A (3.3.1)-nek megfelelő $m(\delta)$ görbék a 3.3.1. ábrán láthatók.

Hengeres gép esetén $M_{rm}=0$, a nyomaték maximuma $M_m=M_{cm}$, $\delta_m=90^\circ$ -nál. Ha $L_q > L_d$, akkor $M_{rm} < 0$ és $M_m > M_{cm}$, $\delta_m > 90^\circ$ -nál:

$$\delta_m = \arccos \left(\frac{\Psi_m / \psi_s - \sqrt{(\Psi_m / \psi_s)^2 + 8}}{4} \right) \quad (3.3.2)$$

$$\Psi_m = \Psi_p / (1 - L_d / L_q) \quad (3.3.3)$$



3.3.1. ábra. Az $m(\delta)$ görbék kiálló pólusú szinkrongép esetén, ha $L_q > L_d$ ($\delta > 0$).

Az általános leírásnál megfogalmazott feltétel, hogy a beavatkozó jel (δ) hatása a szabályozott mennyiségre (ψ_s) mindig ugyanaz kell, hogy legyen, itt nem mindenhol teljesül. A feltétel matematikai megfogalmazása:

$$\frac{dm}{d\delta} \geq 0 \quad (3.3.4)$$

Az összefüggéseket megvizsgálva (és a 3.3.1 ábra alapján is) ez a $-\delta_m \leq \delta \leq \delta_m$ tartományban teljesül, ha $M_{rm} \geq -M_{cm}/2$. Ez a határeset látható a 3.3.1. ábrán is, amelyre $\delta=0^\circ$ -nál $dm/d\delta=0$.

Ugyanezt kifejezve (3.3.1) és (3.3.3) felhasználásával, a feltétel:

$$\psi_s \leq \Psi_m \quad (3.3.5)$$

Egy adott L_q/L_d viszonyszámú szinkrongép esetén ez egy korlátot jelent a ψ_s fluxusra. Például $L_d/L_q=0,5$ esetén $\psi_s \leq \Psi_m=2\Psi_p$. Vagyis a fluxus erősítés korlátozott a közvetlen nyomaték szabályozás működése végett.

Hengeres forgórészű valamint kiálló pólusú, $L_d/L_q > 1$ paraméterekkel rendelkező szinkrongép esetén ez a korlát nem létezik. Természetesen a fluxus növelését a telítés is korlátozza.

3.4. Kétoldalról táplált csúszógyűrűs aszinkrongép közvetlen nyomaték és fluxus szabályozása

[3-S2], [3-S6], [3-S7]

Fizikai analógiák alapján alkalmaztam és implementáltam a közvetlen nyomaték és fluxus szabályozást kétoldalról táplált csúszógyűrűs aszinkrongépre, elsősorban a szélgenerátoros alkalmazás esetére.

Mivel ezt a géptípust elsősorban a nagy teljesítményű szélgenerátorok esetében alkalmazzák (ld. 2. fejezet), a közvetlen szabályozásait is elsősorban ilyen nézőpontból tárgyalom.

3.4.1. Az általánosítás adaptálása

Az általános leírásban szereplő mennyiségek megfelelői kétoldalról táplált aszinkrongép közvetlen nyomaték és fluxus szabályozása esetén a 3.4.I. táblázatban láthatók.

3.4.I. táblázat. A mennyiségek megfeleltetése kétoldalról táplált aszinkrongép közvetlen nyomaték és fluxus szabályozásánál.

Általános	Kétold. táplált aszinkron	Jelentés
a, b, c x, y	ra, rb, rc rx, ry	rotor fázisok és koordináta-rendszer, a rotor „a” fázisához kötve
\bar{u} , $\bar{\psi}$	\bar{u}_r , $\bar{\psi}_r$	rotor feszültség és fluxus
α_ψ	α_{ψ_r}	$\bar{\psi}_r$ szöge rx-ry-ban
$\bar{\psi}^*$, ω^*	$\bar{\psi}_s$, ω_{ψ_s}	állórész fluxus, amit az állandó állórész feszültség kényszerít, és az ő szögsebessége rx-ry-ban
R, L	R_r , L'_r	rotor ellenállás és tranziens induktivitás
\bar{i}	\bar{i}_r	rotor áram
c_I , c_{II}	m, ψ_r	a nyomaték és a rotor fluxus nagysága
cv_I Cont.I	ω PI	a gép szögsebessége zárt hurkú szögsebesség szabályozás
cv_{II}	a) ψ_r b) Q	a rotor fluxus nagysága meddő teljesítmény
Cont.II	a) nyílt hurkú szab.	ψ_{ref} nagysága a megkívánt meddő teljesítmény alapján számolt
	b) PI	meddő teljesítmény szabályozó
K_I , K_{II}	KM, $K\psi$	

A cv_{II} két verziójából is látszik, hogy a hangsúly a szélgenerátoros alkalmazásokon van (meddő teljesítmény szabályozás nyílt vagy zárt hurokban).

Az α_{ψ_r} rx-ry-ban értelmezett értékéhez a rotor pozícióját ismerni kell.

A szabályozási összefüggés a következő (relatív egységek használatával):

$$\bar{m} = -\bar{\psi}_r \times \bar{i}_r = -\bar{\psi}_r \times \left(\frac{\bar{\psi}_r - \bar{\psi}_s}{L'_r} \right), \quad m = \frac{\psi_r \psi_s}{L'_r} \sin \delta \approx \frac{\psi_r \psi_s}{L'_r} \delta \quad (3.4.1)$$

A nyomaték és a fluxus szabályozása a H_I és H_{II} hiszterézises szabályozókkal történik. H_I általában háromszintű, H_{II} pedig mindig kétszintű. Ha az \bar{u}_7 feszültségvektor használva

van, H_f mindig háromszintű szélgenerátoros alkalmazásokban, hiszen a generátor működhet a szinkron fordulatszám alatt és felett is, ami kétirányú ω_{ψ_s} -t eredményez.

A Kapcsoló Táblázatot a 3.4.II. táblázat mutatja (az \bar{u}_k feszültségvektorok k indexének megadásával). Itt δ -t $\bar{\psi}_r$ -től mérjük, ellentétesen az általános leírástól. Ahogy ott megállapítottam, ilyenkor a feszültségvektorok hatása a nyomatékre ellentétes, a Kapcsoló Táblázat módosul az eddigiekhez képest a $KM \neq 0$ sorok felcserélésével.

3.4.II. táblázat. Kapcsoló Táblázat kétoldalról táplált aszinkrongép közvetlen nyomaték és fluxus szabályozásához.

KΨ	KM	N					
		1	2	3	4	5	6
1	1	6	1	2	3	4	5
	0	7P	7N	7P	7N	7P	7N
	-1	2	3	4	5	6	1
0	1	5	6	1	2	3	4
	0	7N	7P	7N	7P	7N	7P
	-1	3	4	5	6	1	2

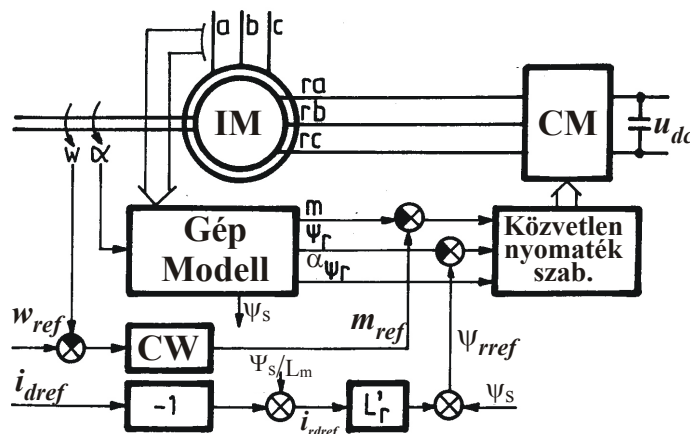
3.4.2. Nyílt hurkú meddő teljesítmény szabályozás

A 3.4.I. táblázat a) verziója esetén a rotor fluxus nagyságát írjuk elő a megkívánt meddő viszonyok elérése céljából. Ezzel közben tudjuk tartani a közvetlenül nem szabályozott állórész oldal áramának fázishelyzetét. A jól ismert alapharmonikus vektorábra alapján kiszámolható az ehhez szükséges rotor fluxus alapjel. Példaként $\cos\varphi_{s1} = -1$ és $R \approx 0$ feltételezésével az állórész áramnak csak aktív, nyomatékképző komponense van, ehhez a rotor fluxus alapjel a következő:

$$\psi_{rref} = \psi_s \sqrt{(1 + L'_r / L_m)^2 + (L'_r m_{ref} / \psi_s^2)^2} \approx \psi_s (1 + L'_r / L_m) \quad (3.4.2)$$

Ha a közelítő összefüggést használjuk, akkor a $\cos\varphi_{s1} = -1$ feltétel nem teljesül pontosan, az állórész áramnak van kicsi induktív komponense $m_{ref} \neq 0$ -nál. Viszont a közelítő összefüggés jól mutatja, hogy a megkívánt rotor fluxus alapjel közelítőleg arányos ψ_s -sel, azaz a hálózati feszültséggel (U_ℓ).

A szabályozás egy lehetséges megvalósítása a 3.4.1. ábrán látható. Az előbbi példának megfelelő $\cos\varphi_{s1} = -1$ -hez $i_{dref} = 0$ -t kell beállítani.



3.4.1. ábra. Kétoldalról táplált aszinkrongép közvetlen nyomaték és fluxus szabályozásának egy lehetséges megvalósítása.

3.5. Hálózatoldali áramirányító közvetlen hatásos és meddő teljesítmény szabályozása

3.5.1. Az általánosítás adaptálása

[3-S6], [3-S10]

Fizikai analógiák alapján alkalmaztam és implementáltam a közvetlen szabályozást új átalakítóra és új mennyiségekre, a hálózatoldali áramirányító hatásos és meddő teljesítményének közvetlen szabályozására.

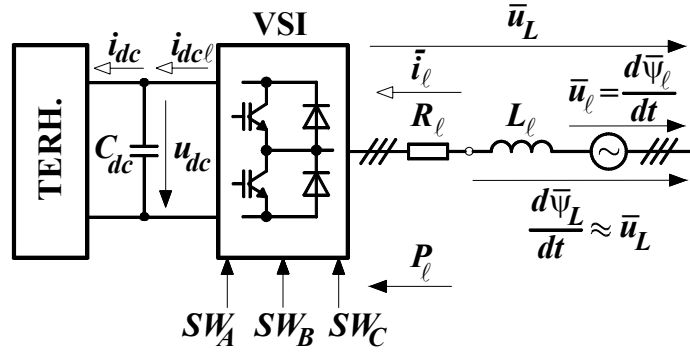
Virtuális fluxusok bevezetésével a hálózatoldali áramirányító közvetlen teljesítmény szabályozása is hasonló elven megvalósítható. Az általános leírásban szereplő mennyiségek megfelelői a 3.5.I. táblázatban láthatók.

3.5.I. táblázat. A mennyiségek megfeleltetése közvetlen teljesítmény szabályozásnál.

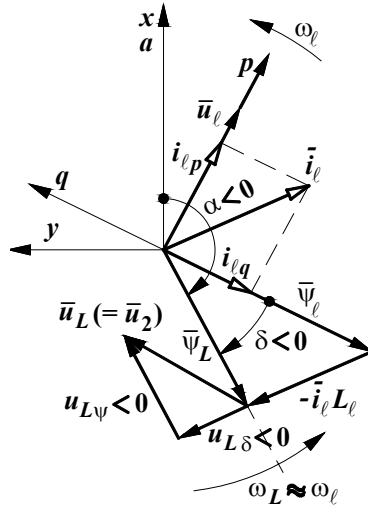
Általános	Telj. szab.	Jelentés
a, b, c x, y	La, Lb, Lc Lx, Ly	a hálózat (line) fázisai, (a továbbiakban L elhagyva) a hálózat „a” fázisához kötött koordináarendszer
\bar{u} , $\bar{\psi}$	\bar{u}_L , $\bar{\psi}_L$	hálózati feszültség az inverter kapcsain (az inverter által kiadott feszültség) és a neki megfelelő virtuális fluxus
\bar{u}_i	\bar{u}_ℓ	a távoli generátor indukált feszültsége
α_ψ	α_{ψ_L}	$\bar{\psi}_L$ szöge Lx–Ly-ben, a továbbiakban α -val jelölve
$\bar{\psi}^*$, ω^*	$\bar{\psi}_\ell$, $\omega_{\psi_\ell} = \omega_\ell$	\bar{u}_ℓ -nek megfelelő virtuális fluxus, amit a hálózat állandó feszültsége kényszerít és az ő szögsebessége
R, L	R_ℓ , L_ℓ	a hálózat ellenállása és induktivitása
\bar{i}	$-\bar{i}_\ell$	hálózati áram
c_I , c_{II}	p_ℓ , q_ℓ	a hálózat hatásos és meddő teljesítménye
c_{VI} Cont.I	u_{dc} PI	a közbülső egyenáramú kör feszültsége zárt hurkú u_{dc} szabályozás
c_{VII} Cont.II	q_ℓ nyílt hurkú szab.	a hálózat meddő teljesítménye állandó meddő teljesítmény alapjel
K_I , K_{II}	KP, KQ	

Az irányított rendszer blokkvázlata a 3.5.1. ábrán látható.

Bevezetve egy α - β koordináarendszert, amelynek α tengelye a $\bar{\psi}_\ell$ fluxushoz, β tengelye pedig az \bar{u}_ℓ feszültséghez kötött, a hatásos és meddő teljesítmény kifejezhető a mennyiségek komponenseivel. A teljesítményekre a fogyasztói pozitív irányokat alkalmazom: a hálózatból felvett hatásos teljesítményt és a hálózatba adott meddő teljesítményt tekintjük pozitívnak. Szokásos még egy a teljesítmények pozitív irányával megegyező orientációjú p-q koordináarendszer használata is, amelyben p azonos β iránnyal, q pedig ellentétes α iránnyal (2.3. fejezet). A 3.5.2. ábrán bemutatott vektorábrán ezt használtam.



3.5.1. ábra. A szabályozott rendszer blokkvázlata.



3.5.2. ábra. A szabályozás vektorábrája.

Ilyen mennyiségekkel a teljesítmények szabályozási összefüggései a következők:

$$p_\ell = U_\ell i_{\ell\beta} = U_\ell i_{\ell p} = -U_\ell \frac{\Psi_L \sin \delta}{L_\ell} \approx -\frac{U_\ell \Psi_L \delta}{L_\ell} \quad (3.5.1)$$

$$q_\ell = -U_\ell i_{\ell\alpha} = U_\ell i_{\ell q} = -U_\ell \frac{\Psi_\ell - \Psi_L \cos \delta}{L_\ell} \approx \frac{U_\ell}{L_\ell} (\Psi_L - \Psi_\ell) \quad (3.5.2)$$

A hatásos teljesítmény δ -val, a meddő teljesítmény pedig Ψ_L -lel szabályozható, a H_I és H_{II} hiszterézises szabályozókkal, ΔP és ΔQ tolerancia sávokkal. Indirekt módon ez a hálózati áram komponenseinek szabályozását is jelenti $\Delta I_{\ell q} = \Delta Q / U_\ell$ és $\Delta I_{\ell p} = \Delta P / U_\ell$ tolerancia sávokkal és arra is használható (2.4.2 fejezet, 3.1.2. fejezet).

Mivel a meddő teljesítményt a Ψ_L fluxus amplitúdójával szabályozzuk, végeredményben ez a Ψ_L fluxus hiszterézises szabályozását eredményezi $\Psi_{Lref} = \Psi_\ell + (L_\ell / U_\ell) q_{\ell ref}$ alapjellel és $\Delta \Psi = (L_\ell / U_\ell) \Delta Q$ tolerancia sávval (ld. 3.1.5. ábra).

A hatásos teljesítmény alapjelét a zárt hurkú egyenfeszültség szabályozó állítja. Ennek az alapfeladata az egyenfeszültség állandó értéken tartása. Ezért ez olyan hatásos teljesítmény alapjelet állít be, amely teljesítmény egyensúlyt biztosít, állandó értéken tartva a C_{dc} egyenkori kondenzátorban lévő energiát. Alapjában az egyenfeszültség szabályozó kimenete az inverter (hálózat) oldali egyenáram ($i_{dc\ell}$) alapjellének fogható fel. Hogy ebből teljesítményt kapjunk, meg kell szorozni U_{dc} -vel. Mivel az közel állandó, egyszerűsítés végett ez a szorzás elhagyható.

A meddő teljesítmény alapjelét vagy felsőbbszintű szabályozó állítja, vagy a megkívánt meddő viszonyoknak megfelelő állandó érték lehet (pl. szélgenerátornál $\cos \varphi_\ell = -1$ -hez $q_{\ell\text{ref}} = 0$ állítandó).

Mindkét hiszterézises szabályozó kétszintű, a nyomatékknak (c_1 -nek) megfelelő hatásos teljesítmény szabályozóé is, mivel az $\omega^* = \omega_\ell$ egyirányú.

Érzékelni kell a hálózati feszültségeket és áramokat az inverter kapcsainál.

Vegyük észre (3.5.2. ábra), hogy a választott pozitív irányokkal a fluxusok egymáshoz képesti elhelyezkedése az általános leíráshoz képest fordított, az inverter feszültségvektorok hatása δ -ra ellentétes az ott leírtakkal. Ez alapján a Kapcsoló Táblázat kitölthető (3.5.II. táblázat). A táblázatban a nulla vektort helyettesíthető aktív vektorok is fel vannak tüntetve (ld. később).

3.5.II. táblázat. Kapcsoló Táblázat közvetlen teljesítmény szabályozáshoz, 6a és (6b) verzió.

KQ	KP	N					
		1	2	3	4	5	6
1	0	2	3	4	5	6	1
	1	7P (6)	7N (1)	7P (2)	7N (3)	7P (4)	7N (5)
0	0	3	4	5	6	1	2
	1	7N (5)	7P (6)	7N (1)	7P (2)	7N (3)	7P (4)

3.5.2. Kétoldalról táplált aszinkron szélgenerátor mindkét áramirányítójának közvetlen szabályozása (alkalmazási példa)

[3-S6]

Alkalmaztam és implementáltam a közvetlen szabályozásokat egy teljes rendszerre: kétoldalról táplált aszinkron szélgenerátor mindkét áramirányítójának közvetlen szabályozására.

Egy teljes rendszer mindkét áramirányítójának szabályozását is megoldhatjuk közvetlen szabályozással. Az alkalmazási példaként választott kétoldalról táplált aszinkron szélgenerátor (2.4. fejezet) motoroldali áramirányítójának közvetlen nyomaték és fluxus szabályozása az optimális nyomatékképzést közvetlenül, a megkívánt teljesítménytényezőjű és szinuszos állórész áramot pedig közvetetten szolgáltatja. A rendszer hálózatoldali áramirányítójának közvetett teljesítmény szabályozásával szinuszos és megkívánt teljesítménytényezőjű hálózati áramot lehet előállítani. Az eredő hálózati áram teljesítménytényezője is a megkívánt értékű lehet. Ennek működését itt egy szimulált folyamat bemutatásával demonstrálom.

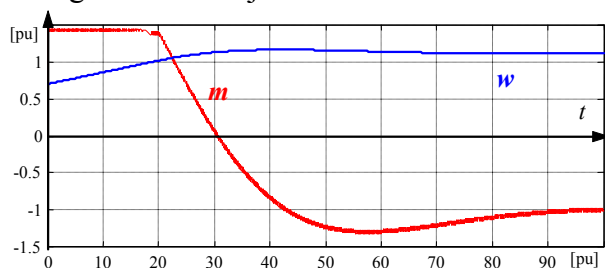
A vizsgált rendszer egy kétoldalról táplált aszinkron szélgenerátor. A rendszer paraméterei a következők: $\Delta m = 5\%$; $\Delta \psi_r = 1\%$; $\Delta P = \Delta Q = 10\%$; $L_\ell = 0,1$; $L_m = 2$; $L'_r = 0,2$; $C_{dc} = 10$; $T_{\text{stn}} = 157$ (névleges indítási idő). A szélturbina a névleges jelleggörbéjével lett modellezve. A generátor szinkron szögsebessége a szokásos generátor működési tartomány közepére, a névleges szögsebesség (W_n) alá lett beállítva: $W_n/W_1 = 1,1111$.

A vizsgált folyamat:

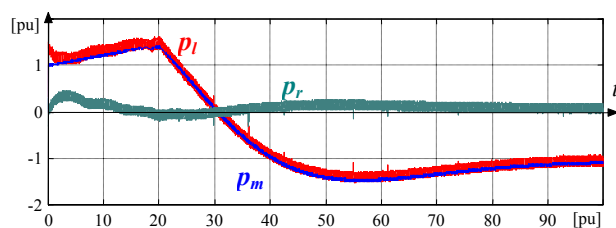
- Kiindulási állapot: $w=0,7$; $\Psi_s=1$; $i_{sd} = \Psi_s / L_m = 0,5$; $i_{sq} = 0$; $i_{rd} = i_{rq} = 0$ (kezdetben a mágnesező áramot az állórész felől veszi fel); $U_{dc}=3$;
- A fordulatszám alapjel a névlegesre ugrik. A gép motoros üzemállapotban gyorsít 1,4-es nyomaték korláton az állandósult sebesség eléréséig (kis túllövással).
- $q_{lref} = 0$; $\cos \varphi_\ell \approx \pm 1$ elérése céljából, amit el is értünk (3.5.3c. ábra), (a mágnesező áramot a rotor gerjesztése szolgáltatja).

Eredmények:

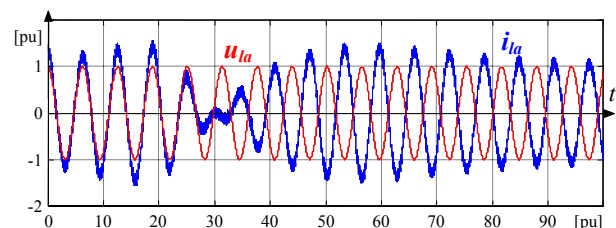
- A 3.5.3a ábrán a nyomaték és a szögsebesség látható és beazonosítható a szinkron szögsebességen való átmenet és a motoros-generátoros üzemállapot váltása $m=0$ -nál.
- A 3.5.3b ábra a teljesítményeket mutatja. A mechanikai teljesítmény és a hálózati teljesítmény csak a veszteségekben különböznek ($p_m \approx p_\ell$). A rotor teljesítmény (ami átmegy az áramirányítók) jól láthatóan kicsi: $p_r = m(w_1 - w)$ és előjele változik.
- A $\cos \varphi_\ell \approx \pm 1$ teljesítménytényező jól látható a hálózati feszültség és áram fázisából (3.5.3c ábra) és a hálózati áramvektor α - β (p-q) koordináta-rendszerbeli pályájából (3.5.4d ábra).
- A ψ_r rotor fluxust az adott értékre (3.4.2) szabályozva $i_{sd} \approx 0$ és $i_{rd} \approx \psi_s / L_m \approx 0,5$, hiszen ilyenkor a meddő (mágnesező) áramkomponens a rotor oldalról van biztosítva. Ezek jól láthatók a különböző koordináta-rendszerekben ábrázolt áramvektor pályákból (3.5.4. ábra). A d irányú áram lüktetéseket a 2.4.3. fejezetben tárgyalt állórész fluxus lüktetés megszüntetésére javasolt beavatkozás okozza.



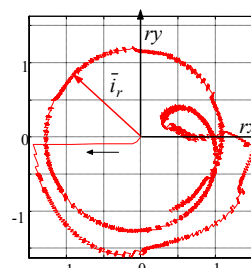
a) Nyomaték és szögsebesség.



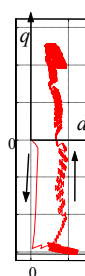
b) Teljesítmények.



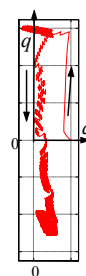
c) Hálózati fázis feszültség és áram.



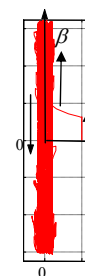
a)



b)



c)



d)

3.5.4. ábra. Áramvektor pályák.

a) Rotor áram rotor koordináta-rendszerben.

b) Rotor áram d-q-ban

c) Állórész áram d-q-ban

d) Hálózati áram α - β -ban (p-q-ban).

3.5.3. ábra. A vizsgált folyamat időfüggvényei.

3.5.3. A teljesítmény alapjel követés dinamikája

[3-S3], [3-S10]

Új jelenséget fedeztem fel közvetlen teljesítmény szabályozások alkalmazása esetén: a gyorsan változó alapjel jó dinamikájú követésének problémája. A viselkedés fizikai háttere alapján kiadódott, hogy a kapcsolt feszültségvektorok hatékonyságát kell vizsgálni és javítani. Az ez alapján kidolgozott új vizsgálati módszerrel és mennyiségi mérőszám bevezetésével megvizsgáltam és minősítettem a lehetséges Kapcsoló Táblázatok különféle verzióit. Segítségével az adott alkalmazáshoz leginkább illeszkedő verzió választható ki. Szemléletes mérőszám bevezetésével meghatároztam a jó dinamikai viselkedéshez szükséges egyenfeszültség nagyságát a különböző verziókra. Kimutattam, hogy ez akár jelentősen nagyobb is lehet az átalakító alpműködéséhez szükséges értéknél. Az itt kidolgozott eredmények az analógia miatt adaptálhatók a közvetlen nyomaték és fluxus szabályozásokhoz is. Az erősen fizikai szemléletű megközelítések következtében az eredmények kifejlesztése és a téma feldolgozásának folyamata is tanulságos: az a tipikus kutatási-fejlesztési ciklus alapján történt:

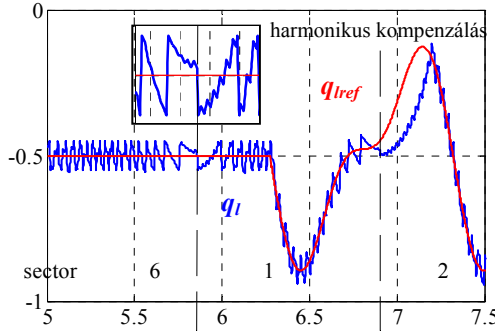
- A jelenség egy egyszerűbb (6 szektoros) eset vizsgálata esetén fedezhető fel (ANALÍZIS).
- Erre az egyszerű esetre könnyű találni MEGOLDÁSt.
- A probléma vizsgálatának általánosításával eszközök (mérőszámok) fejleszthetők ki, amelyekkel támogatható a bonyolultabb (12 szektoros) esetek vizsgálata (SZINTÉZIS), azok viselkedése előre jelezhető (ELŐREJELZÉS).
- A kifejlesztett eszközök hatékonyságát ANALÍZISSel bizonyíthatjuk (IGAZOLÁS).
- A mérőszámok segítségével a különböző verziók hatékonyan összevethetők (ÖSSZEHASONLÍTÁS).
- A kapott eredmények más szabályozásokra is adaptálhatók (ÁLTALÁNOSÍTÁS).

3.5.3.1. A probléma (ANALÍZIS)

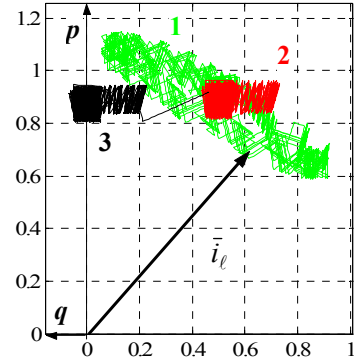
Amikor a teljesítmények alapjele lassan változik, a bemutatott nulla vektoros Kapcsoló Táblázattal (3.5.II. táblázat) a szabályozás jól működik. Jelöljük ezt a kiindulási verziót 6a-val (a 6-os a szektorok számára utal). Általában ezt szokták használni, mert ha teljesítményt szabályozunk, akkor nincs különösebb dinamikai igény. De ebben az esetben is megfigyelhető egy periodikus lassulás pl. a hálózati meddő teljesítmény (q_ℓ) tolerancia sávon belüli változásában a szektor határokon (3.5.5. ábra, 6-1 szektor határ). Ennek oka az, hogy a 6a verziójú Kapcsoló Táblázat a \bar{u}_{i+1} illetve \bar{u}_{i+2} feszültségvektorokat használja a q meddő teljesítmény növelésére illetve csökkentésére, a $\bar{\psi}_L$ fluxus nagyságának módosításán keresztül ($i=N$). Azonban a 3.1.3. ábra alapján ezek a feszültségvektorok merőlegesek a módosítandó fluxusvektorra a szektor elején illetve végén, ott a fluxus nagyságának módosítása hatástalan. Következésképpen a fluxus nagyságának csökkentése lelassul a szektor végén, növelése pedig a szektor elején (3.5.5. ábra).

Ha azonban a teljesítmény alapjele (itt a meddő) gyorsan változik (mert a teljesítmény szabályozás csak eszköz az indirekt áramvektor szabályozáshoz), akkor teljesítmény alapjel követése rossz lesz. Ilyen esetet mutat be a 3.5.6. ábra, amelyenél a 2.5. fejezetben tárgyalt áram felharmonikus és meddő teljesítmény kompenzálását valósítjuk meg közvetlen teljesítmény szabályozással (1: létező -5. és 7. harmonikusok és meddő igény, amit egy 30° -os gyújtásszöggel üzemelő tirisztoros híd termel; 2: kompenzált felharmonikusok; 3: kompenzált meddő) [3-S8]. A kompenzálásokat áram beinjektálással valósítom meg a hálózat oldali áramirányító megfelelő vezérlésével. A vizsgált felharmonikusok által okozott lüktetés periodicitása megegyezik a szektorváltások periodicitásával. A vizsgált folyamatban a

kompenzálás miatti alapjel növekedés a szektor elejére esik periódikusan (3.5.5. ábra), a fentiek miatt nem tudja pontosan követni a szabályozott jellemző, a kompenzálás nem tökéletes (3.5.6. ábra). Más fázishelyzetnél hasonló jelenség várható az alapjel csökkentése esetén a szektor végén.



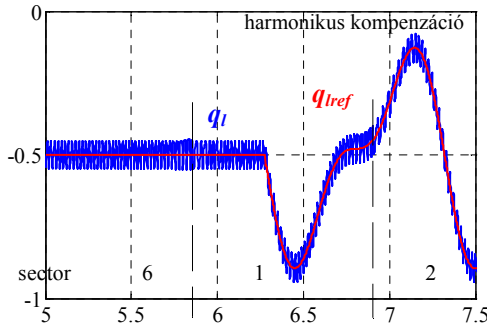
3.5.5. ábra. A meddő teljesítmény alapjel követése, 6a verzió.



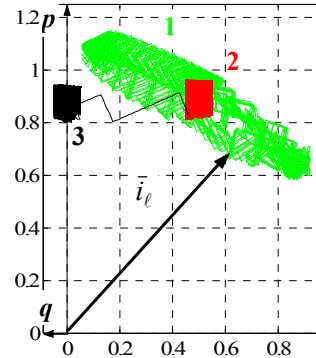
3.5.6. ábra. A hálózati áramvektor pályája, 6a verzió.

3.5.3.2. A viselkedés javítása (MEGOLDÁS)

A q meddő teljesítmény hiszterézis sávon belüli változása közben a p hatásos teljesítmény szabályozója is kapcsolgat. A 6a verzióban a p növelésére használt nulla vektorok nem változtatják a fluxus nagyságát. Ha helyettük aktív (nem nulla) vektorokat (\bar{u}_{i+4} és \bar{u}_{i+5}) használunk, a fluxus változtatás jóval hatékonyabb, a meddő teljesítmény alapjel követése sokkal jobb (3.5.7. ábra) és a kompenzáció is tökéletes (3.5.8. ábra). Ez a Kapcsoló Táblázat 6b verziója, ami a 3.5.II. táblázatban zárójelesen van jelölve.



3.5.7. ábra. A meddő teljesítmény alapjel követése, 6b verzió.



3.5.8. ábra. A hálózati áramvektor pályája, 6b verzió.

Mellékhatásként a kettős kapcsolások (nem a szomszédos feszültségvektort kapcsolja) és a gyorsabb szabályozott jellemző változások miatt a kapcsolási frekvencia megnő. Ezeket a hatásokat később mennyiségileg is vizsgálom.

3.5.3.3. A feszültségvektor választás hatékonyságának mennyiségi jellemzése (SZINTÉZIS)

Hogy a különböző Kapcsoló Táblázatokat dinamikai szempontból mennyiségileg össze tudjuk hasonlítani, a feszültségvektorok hatékonyságának jellemzésére az általuk okozott szabályozott jellemző változás deriváltja használható. A szabályozott teljesítmények deriváltjai (3.5.1) és (3.5.2) összefüggésekből származtathatók:

$$\frac{dp_\ell}{dt} = -\frac{U_\ell}{L_\ell} \frac{d}{dt}(\psi_L \delta) = -\frac{U_\ell}{L_\ell} \left(\frac{d\psi_L}{dt} \delta + \psi_L \frac{d\delta}{dt} \right) \quad (3.5.3)$$

$$\frac{dq_\ell}{dt} = \frac{U_\ell}{L_\ell} \frac{d\psi_L}{dt} \quad (3.5.4)$$

Állórész (x-y) koordinátarendszerben (3.5.2. ábra):

$$\frac{d\bar{\psi}_L}{dt} = \frac{d}{dt}(\psi_L e^{j\alpha}) = \frac{d\psi_L}{dt} e^{j\alpha} + j\psi_L e^{j\alpha} \frac{d\alpha}{dt} \quad (3.5.5)$$

$$\frac{d\bar{\psi}_L}{dt} \cong \bar{u}_L = (u_{L\psi} + ju_{L\delta}) e^{j\alpha} \quad (3.5.6)$$

Itt $u_{L\psi}$ és $u_{L\delta}$ az inverter által kapcsolt feszültségvektor $\bar{\psi}_L$ irányú és arra merőleges (ψ_L és δ módosító) komponensei (3.5.2. ábra).

A szög deriváltja a következő:

$$\frac{d\alpha}{dt} = \omega_\ell + \frac{d\delta}{dt} \quad (3.5.7)$$

Összehasonlítva (3.5.5) és (3.5.6) összefüggést, felhasználva (3.5.7)-t:

$$\frac{d\psi_L}{dt} = u_{L\psi}, \quad \frac{d\delta}{dt} = \frac{u_{L\delta}}{\psi_L} - \omega_\ell. \quad (3.5.8a,b)$$

Behelyettesítve (3.5.3)-ba és (3.5.4)-be:

$$\frac{dp_\ell}{dt} = \frac{U_\ell}{L_\ell} (-u_{L\psi}\delta - u_{L\delta} + \psi_L \omega_\ell) \quad (3.5.9)$$

$$\frac{dq_\ell}{dt} = \frac{U_\ell}{L_\ell} u_{L\psi} \quad (3.5.10)$$

δ miatt (3.5.9) munkapont függő. Ezek a deriváltak függnek az inverter kapcsolási állapotától (\bar{u}_L). Értékeik $\bar{\psi}_L$ szektoron belüli szögének függvényében a szektorokra kiszámolhatók a Kapcsoló Táblázat tartalma alapján.

A kiszámolt és vizsgált mennyiségek:

- A teljesítmények idő szerinti deriváltjai a szektoron belüli fluxus pozíció függvényében: dP_{mn} , dQ_{mn} : $m=KQ$, $n=KP$. Pl. dP_{01} a p_ℓ deriváltja $KQ=0$ és $KP=1$ esetén.
- Súlyozott deriváltak: dP_n , dQ_m : $m=KQ$, $n=KP$.

A súlyozott deriváltak értelmezése és származtatása a következő:

A vizsgált mennyiség tolerancia sávban való változása során a másik mennyiség változtatása szintén okoz kapcsolási állapot (feszültségvektor) módosítást, két vektor között kapcsolgat attól függően, hogy a másik mennyiség növelése vagy csökkentése szükséges. A vizsgált mennyiség adott irányú megváltoztatásának hatékonysága a másik mennyiség által a változási folyamat alatt okozott kapcsolási állapotok hatékonyságának időbeli átlaga (súlyozott átlaga). Az időbeli átlagolás alapja az adott kapcsolási állapot kapcsolási perióduson belüli időtartama, ami fordítva arányos az általa okozott deriválttal (a másik mennyiség deriváltja).

Egy példa talán világosabbá teszi a megfontolásokat: dQ_1 a q növelés súlyozott deriváltja ($m=KQ=1$). A q növelése során $KP=1$ és 0 értékeknek megfelelő feszültségvektorokat kapcsolgat felváltva a hiszterézises p szabályozás. dQ_1 -t dQ_{10} -ból és

dQ11-ből kell összekombinálni megfelelő súlyozással. Pl. dQ10 relatív súlyát a p csökkentés (KP=0) kapcsolási perióduson belüli relatív ideje adja. (Ez fordítva arányos dP10-val.) Belátható, hogy ez dP11/(-dP10+dP11). A negatív előjel az abszolút érték képzésére szolgál.

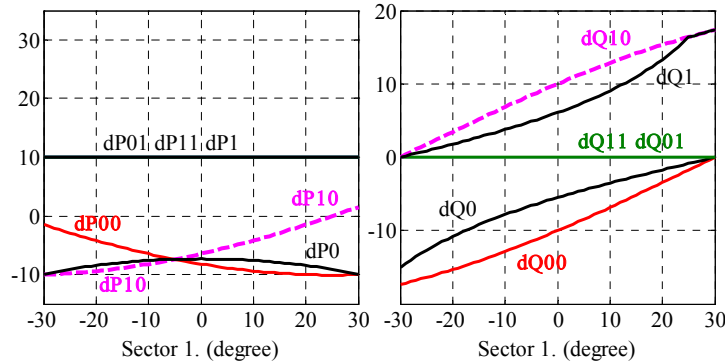
A súlyozott deriváltak általános kifejezéseik ezek alapján a következők:

$$dQ_m = dQ_{m0} \frac{dP_{m1}}{-dP_{m0} + dP_{m1}} + dQ_{m1} \frac{-dP_{m0}}{-dP_{m0} + dP_{m1}}, \quad (3.5.11a)$$

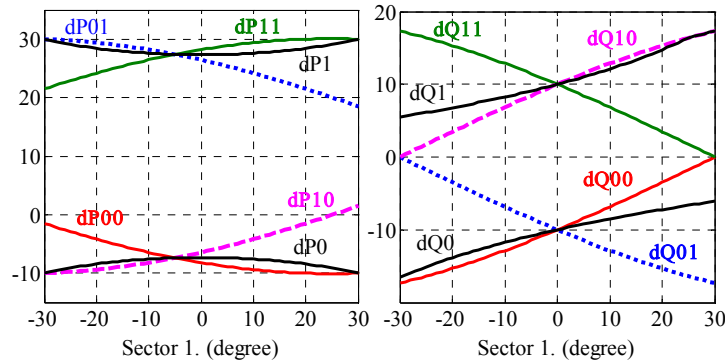
$$dP_n = dP_{0n} \frac{dQ_{1n}}{-dQ_{0n} + dQ_{1n}} + dP_{1n} \frac{-dQ_{0n}}{-dQ_{0n} + dQ_{1n}}. \quad (3.5.11b)$$

Megjegyzések:

- A negatív előjelek azért szükségesek, hogy abszolút értékekkel számoljunk.
- Előfordulhat, hogy egy derivált nem a várt előjelű: dPm0 lehet pozitív is, amit a (3.5.9) hatásos teljesítmény derivált kifejezésben szereplő pozitív ω_ℓ okoz. Ebben az esetben dQm0 aránya 1 és dQm1 aránya 0 (p változtatás nem okoz kapcsolást).
- Lehetséges, hogy a (3.5.11) kifejezésekben szereplő arányok nevezője nulla. Ez csakis akkor lehet, ha az ott szereplő mindkét derivált nulla, az abszolút érték képzés miatt. Ez csak a nulla vektoros p növelés esetén (pl. 6a verzió) dP1 számításánál fordulhat elő dQ01=dQ11=0 miatt. Ilyenkor p változtatására csak egy vektort kapcsol a szabályozó (q változtatása nem okoz kapcsolást, mert q nem változik). Hogy melyiket, az a súlyozás szempontjából mindegy, mert a nulla vektorok hatására a két p derivált azonos dP01=dP11, bármilyen súlyozásuk ugyanazt az eredményt adja (saját magukat: dP1=dP01=dP11).



3.5.9. ábra. A deriváltak egy szektorra, 6a verzió (nulla vektoros).



3.5.10. ábra. A deriváltak egy szektorra, 6b verzió (aktív vektoros).

Számítási eredmények:

Az eddig vizsgált kétféle Kapcsoló Táblázat verzióra egy szektorra ($N=1$) a kiszámolt értékek a 3.5.9-10. ábrákon láthatók (a többi szektor ugyanilyen). A számításokhoz használt értékek a következők: $U_\ell=1\text{pu}$; $L_\ell=0,1\text{pu}$; $\delta\approx-5^\circ$ (ez felel meg a kompenzáció vizsgált munkapontjának); $\omega_\ell=1\text{pu}$; $U_{dc}=3\text{pu}$. A szektoron belüli szög az „a” fázis tengelyétől (x tengelytől) van mérve (3.1.2. ábra).

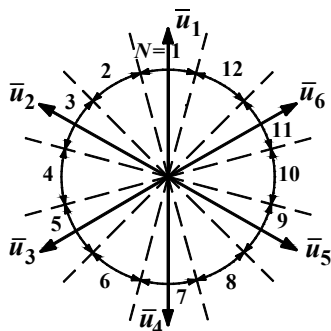
A számított értékek összevágának a problémafelvetésnél tapasztalt jelenségekkel és nagyon jól használhatók azok és a megoldás magyarázatára. Sőt az adott vizsgálatnál, szimulációnál elő nem jövő problémák és problémamentes viselkedések felderítésére és előrejelzésére is használhatók:

- $dQ1=0$ a szektor elején, és sokáig kicsi (q növelés gyenge) a 6a verziónál (3.5.9. ábra).
- $dQ0=0$ a szektor végén és előtte is kicsi (q csökkentés gyenge) a 6a verziónál (3.5.9. ábra).
- Aktív (nem nulla) vektorok használata (6b verzió) ezeket az értékeket jelentősen javította (3.5.10. ábra).
- Ezekben az esetekben p változtatásával nincs probléma.

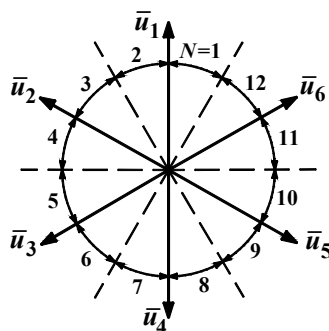
3.5.3.4. A szektorszám növelésének hatása (ELŐREJELZÉS)

A kifejlesztett vizsgálati eszköz, a Kapcsoló Táblázat hatékonyságának jellemzésére bevezetett mennyiség alkalmas arra, hogy egyéb verziókat is megvizsgáljak vele. A hatékonyság növekedhet a szektorok számának 12-re növelésével. A várt javulást szektorok nagyobb felbontása (30°), a választható feszültségvektorok számának növekedése és a szektorok orientációjának nagyobb szabadsága támogathatja.

A 12 szektoros változat két különböző orientációjú verzióját vizsgálok: 12A verzió (3.5.11. ábra) és 12B verzió (3.5.12. ábra).



3.5.11. ábra. A 12A verzió szektorai.



3.5.12. ábra. A 12B verzió szektorai.

Ugyanúgy, mint a 6 szektoros változatoknál (3.1.1. fejezet), a lehetséges feszültségvektor választások meghatározhatók. A Kapcsoló Táblázatokat a 3.5.III. táblázat és a 3.5.IV. táblázat mutatja különböző verziókra.

A 12A változatnak csak két verziója van:

- A 12Aa verzió nulla vektorokat használ p növelésére.
- A (12Ab) verzió aktív vektorokat használ erre.

Ugyanakkor a 12B változat már sokszínűbb, 4 verzió található:

- A 12Ba nulla-vektoros p növelő verzió, amelynek a Kapcsoló Táblázata ugyanaz, mint a 12Aa-nál, csak a szektorok orientációja más.

- A (12Bb) verzió hatékonyabb p csökkentő vektorokat használ KP=0 és KQ=0-nál.
- A {12Bc} verzió hatékonyabb p növelő vektorokat választ KP=1-nél.
- A [12Bd] verzió hatékonyabb q változtató vektorokat használ KP=1-nél.

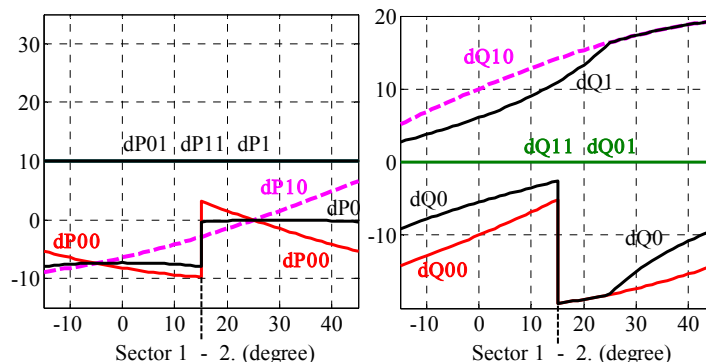
3.5.III. táblázat. A 12A változat Kapcsoló Táblázata, 12Aa és (12Ab) verzió.

KQ	KP	N											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	0	2	2	3	3	4	4	5	5	6	6	1	1
	1	7P (6)	7P (1)	7N (1)	7N (2)	7P (2)	7P (3)	7N (3)	7N (4)	7P (4)	7P (5)	7N (5)	7N (6)
0	0	3	4	4	5	5	6	6	1	1	2	2	3
	1	7N (5)	7P (5)	7P (6)	7N (6)	7N (1)	7P (1)	7P (2)	7N (2)	7N (3)	7P (3)	7P (4)	7N (4)

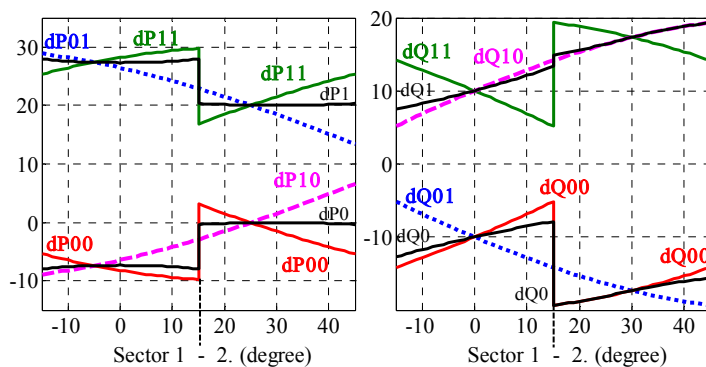
3.5.IV. táblázat. A 12B változat Kapcsoló Táblázata, 12Ba, (12Bb), {12Bc} és [12Bd] verzió.

KQ	KP	N											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	0	2	2	3	3	4	4	5	5	6	6	1	1
	1	7P (7P) {6} [6]	7P (7P) {6} [1]	7N (7N) {1} [1]	7N (7N) {1} [2]	7P (7P) {2} [2]	7P (7P) {2} [3]	7N (7N) {3} [3]	7N (7N) {3} [4]	7P (7P) {4} [4]	7P (7P) {4} [5]	7N (7N) {5} [5]	7N (7N) {5} [6]
0	0	3 (3) {3} [3]	4 (3) {3} [3]	4 (4) {4} [4]	5 (4) {4} [4]	5 (5) {5} [5]	6 (5) {5} [5]	6 (6) {6} [6]	1 (6) {6} [6]	1 (1) {1} [1]	2 (1) {1} [1]	2 (2) {2} [2]	3 (2) {2} [2]
	1	7N (7N) {5} [4]	7P (7N) {5} [5]	7P (7P) {6} [5]	7N (7P) {6} [6]	7N (7N) {1} [6]	7P (7N) {1} [1]	7P (7P) {2} [1]	7N (7P) {2} [2]	7N (7N) {3} [2]	7P (7N) {3} [3]	7P (7P) {4} [3]	7N (7P) {4} [4]

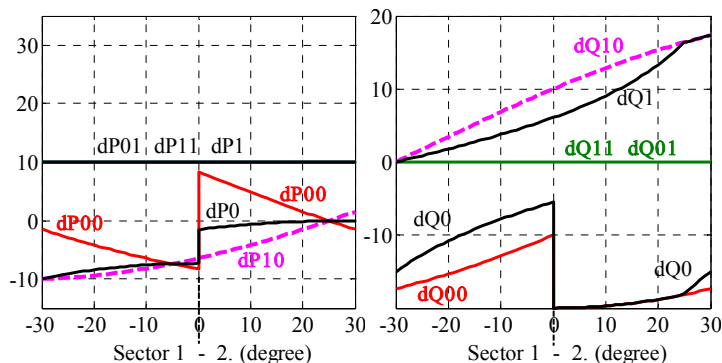
A módosítások az itt felsorolt sorrendben történtek az észlelt alapjel-követési problémák javítása céljából (a táblázatokban fentről lefelé haladva, a módosított vektorok félkövérek és aláhúzottak). A megkívánt javításhoz szükséges módosítások meghatározására az előzőekben kifejlesztett, feszültségvektor hatékonyságot jellemző mutatók nagyon jól használhatók. Ezért azokat ezekre az esetekre is kiszámoltam és a 3.5.13-16. ábrákon bemutatom. Nem az összes eset szerepel rajtuk, mert egyszerűen beazonosítható, hogy a 12Bb illetve 12Bc esetek nem új verziók, azok a 6a illetve 6b verzióval egyeznek meg.



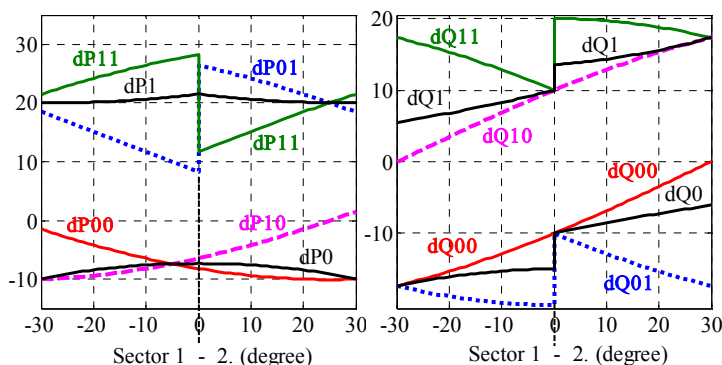
3.5.13. ábra. A deriváltak két szektorra, 12Aa verzió.



3.5.14. ábra. A deriváltak két szektorra, 12Ab verzió.



3.5.15. ábra. A deriváltak két szektorra, 12Ba verzió.

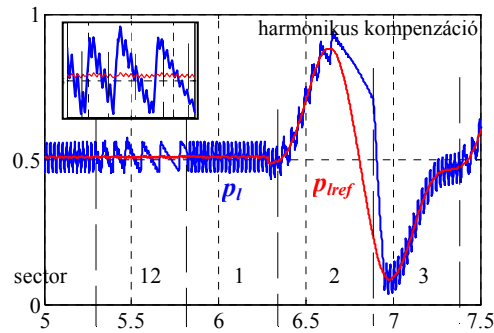


3.5.16. ábra. A deriváltak két szektorra, 12Bd verzió.

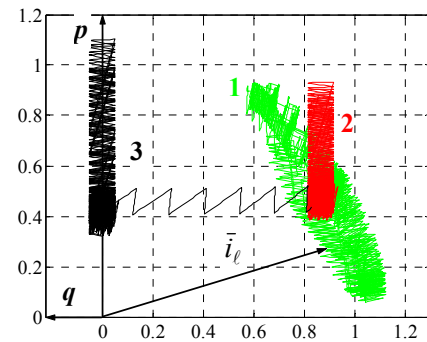
Általános értékelés

A páros és páratlan szektorok különböznek. Egy új hatás figyelhető meg a páros szektorokban: az eredeti verziókban a p csökkentés nagyon gyenge hatékonysággal történik (3.5.13. ábra és 3.5.15. ábra), a derivált akár pozitív is lehet (dP_{00} , dP_{10}). Ezt a forgás hatása okozza (ω_ℓ (3.5.9)-ben). Ez a megfigyelés jó példa arra, hogy a kifejlesztett vizsgálati módszer milyen hatékony a Kapcsoló Táblázat minősítésére: a tényleges folyamat vizsgálata (szimulációja) nélkül előre látható a várható hatás (ELŐREJELZÉS). Bizonyíték képpen bemutatom magát a folyamatot is. Ugyanazt a kompenzációs folyamatot vizsgálok, mint az előzőekben, csupán a munkapont más, olyan, ahol a p változás nagyobb mértékű: a felharmonikusokat generáló áramirányító gyújtásszögét 60° -ra választottam. Az időfüggvény egy részlete és a hálózati áramvektor a teljes vizsgált folyamatra a 3.5.17. ábrán látszik.

A páros szektorokban a p változások lassúak, a szektor vége felé egyre lassabbak (12. szektor). Gyors alapjel változás esetén p nem tudja követni az alapjelet (2. szektor vége). A kompenzáció p irányban teljesen elromlik (3.5.17b ábra).

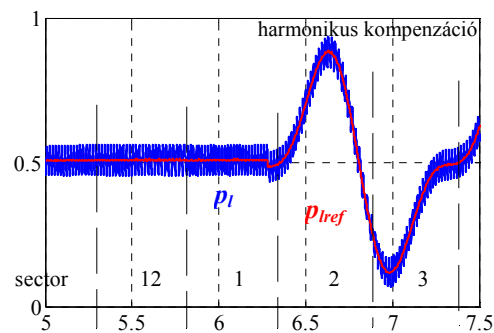


a) A hatásos teljesítmény alapjel követése.

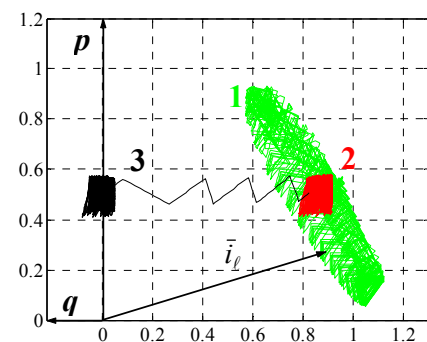


b) A hálózati áramvektor pályája.

3.5.17. ábra. A hatásos teljesítmény dinamikus viselkedése, 12Ba verzió.



a) A hatásos teljesítmény alapjel követése.



b) A hálózati áramvektor pályája.

3.5.18. ábra. A hatásos teljesítmény dinamikus viselkedése, 12Bd verzió.

A megfigyelt viselkedés teljes mértékben igazolja a kifejlesztett vizsgálati módszer hatékonyságát:

- A súlyozott derivált a legalkalmasabb a magyarázatra (dP0 3.5.15. ábra): nagyon kicsi abszolút értékű a páros szektorban, főként a szektor végén, ahol lemegy nullára.
- A súlyozás módja is helyesnek bizonyult, anélkül az egyszerű átlagképzés nem magyarázná a szektoron belüli viselkedés változást.

A változatok értékelése (IGAZOLÁS)

- A 12A változat eredeti 12Aa verziójának módosítását dP0 páros szektorban mutatott alacsony értéke motiválta (3.5.13. ábra). Sajnos az egyedüli 12Ab módosítási lehetőség, az aktív vektorok alkalmazása nulla vektorok helyett nem módosítja ezt a paramétert (3.5.14. ábra), hiszen az p növelést és nem a csökkentést javítja.
- A 12B változat esetén több változtatási lehetőség is van, de csak egy különbözik az eddigiektől: a 12Bd verzió. Mint látható, dP0 jelentősen javul ebben a verzióban (3.5.16. ábra). Ennek eredményeként a hatásos teljesítmény dinamikus viselkedése tökéletes lett (3.5.18. ábra).

3.5.3.5. A különböző verziók számszerű összehasonlítása (ÖSSZEHASONLÍTÁS)

A különböző verziók számszerű összehasonlítására szükség lenne egyetlen számra, amely nagyságával jelzi az illető Kapcsoló Táblázat verzió hatékonyságát szabályozott mennyiségként és azok változtatási irányaként.

Minden vizsgált esetben a szektorokra bemutatott deriváltak ismétlődnek a következő szektorokban is 60°-os periodicitással (ezért lettek 60°-ra kiszámolva és bemutatva). Számoljuk ki a legdemonstratívabb súlyozott deriváltak 60°-ra vett átlagát, így olyan paramétereket kaphatunk, amelyek jellemzik a Kapcsoló Táblázat hatékonyságát az illető mennyiségre az adott változási irányban: Q0, Q1, P0, P1. Ezeket mutatják a 3.5.V. táblázat „teljes” fejlécű sorai.

Mivel a 12 szektoros változatok 30°-os felosztást és különböző viselkedést mutatnak a két egymást követő szektorban, egy részletesebb információt kapunk, ha a szektorokra is (30°-ra) kiszámoljuk a súlyozott deriváltak átlagértékeit. Ezek láthatók a 3.5.V. táblázat S1 és S2 soraiban.

3.5.V. táblázat. Számszerű értékek a változatok értékelésére.

Kapcsoló Táblázat		Súlyozott deriváltak átlaga				Kapcsolási szám		
		Q0	Q1	P0	P1	Egyes	Kettős	Hármas
6a teljes		-6.1	7.1	-8.2	10	2369	0	48
(6b) teljes		-10.4	10.6	-8.2	28.2	5808	2005	0
12Aa	teljes	-10.3	11.4	-3.8	10	4395	1502	16
	S1	-5.6	6.3	-7.5	10			
	S2	-14.9	16.4	-0.1	10			
(12Ab)	teljes	-13.8	13.7	-3.8	23.8	6243	2582	0
	S1	-10.1	10.1	-7.5	27.5			
	S2	-17.4	17.2	-0.1	20.1			
12Ba	teljes	-14.2	7.1	-4.3	10	4036	1361	22
	S1	-9.6	2.8	-8.2	10			
	S2	-18.8	11.4	-0.5	10			
[12Bd]	teljes	-11.9	11.3	-8.2	20.5	6053	2148	0
	S1	-15.8	7.6	-8.2	20.5			
	S2	-7.9	15.1	-8.2	20.5			

A súlyozott deriváltak átlaga jól mutatja az átlagos hatékonyságot az adott szektorban (pl. 12Ba verzió esetén S2-ben $P0 = -0,5$, nagyon kicsi, jelentősen javult a 12Bd verzióban: $P0 = -8,2$ -re). De az átlag egy kicsit elkeni a szektoron belüli változást: 6a verzió esetén $dQ0$ és $dQ1$ gyengesége a szektor szélein nem látszik $Q0$ és $Q1$ értékeiből. A pontos vizsgálatokhoz a derivált szektorra felrajzolt függvényét kell vizsgálni, annak átlaga durva minősítésre alkalmas.

A változatok hatékonyságát jelző értékek mellett a táblázatban feltüntettem a vizsgált folyamat (mindegyiknél ugyanaz) alatt bekövetkező kapcsolások számát. A nulla vektoros változatok (6a, 12Aa, 12Ba) esetén kisebb a kapcsolások száma. Helyettük aktív vektorokat használva megnő a kapcsolási szám, ideértve a kettős kapcsolások számát is.

Végezetül két verzió van, ami dinamikai szempontból kedvező tulajdonságokat mutat: 6b és 12Bd. Ezek között kell dönteni. A hatásos teljesítmény szempontjából csaknem azonosak. A meddő teljesítmény szempontjából a 12Bd verzió kicsit jobb, és csak kissé nagyobb a kapcsolási frekvencia. Ha az alapjel követés sebessége fontos (jó dinamika kell), akkor a 12Bd verziót kell választani.

Meg kell jegyezni, hogy a közvetlen teljesítmény szabályozásoknál felfedezett és vizsgált alapjel követési probléma az analógia miatt a közvetlen nyomatek és fluxus szabályozás esetén is létezik. Az itt kidolgozott eredmények az analógia miatt adaptálhatók a közvetlen nyomatek és fluxus szabályozásokhoz is (ÁLTALÁNOSÍTÁS).

3.5.3.6. A jó dinamikai viselkedéshez szükséges egyenfeszültség

A hálózatra kapcsolódó feszültség inverter működőképességének fenntartása meghatároz egy minimálisan szükséges egyenfeszültség szintet: nagyobb kell, hogy legyen, mint a hálózat vonali feszültségének csúcserőértéke (relatív egységekkel: $u_{dc} > \sqrt{3}$). A megfelelő dinamikus viselkedés szintén meghatároz egy megkívánt értéket, ami ennél nagyobb is lehet.

A szabályozott mennyiségek deriváltjai (3.5.9-10) függenek az egyenfeszültség értékétől, hiszen a szabályozott mennyiségeket módosító feszültség komponensek ($u_{L\psi}$, $u_{L\delta}$) arányosak u_{dc} -vel. A meddő teljesítmény deriváltja (3.5.10) egyenesen arányos u_{dc} -vel, megfelelő feszültségvektor alkalmazásával a változás iránya (előjele) a megkívánt lesz. Azonban a hatásos teljesítmény deriváltja (3.5.9) egyéb tényezőktől is függ. Főként a $\psi_L \omega_\ell$ tényezőnek van jelentős hatása. Hálózatra kapcsolódó feszültség inverter esetén ez mindig pozitív, ami lerontja a kapcsolt feszültségvektor által megvalósítandó negatív derivált értékét, lassítva a hatásos teljesítmény csökkentésének sebességét. Az egyenfeszültség értékének elegendően nagyra kell lennie ahhoz, hogy a $dp/dt < 0$ legyen p csökkentés esetén. Ez meghatároz egy szükséges egyenfeszültség értéket: $U_{dc\text{dem}}$ (demand). Definíciója: $U_{dc} = U_{dc\text{dem}}$ értékkel optimális feszültségvektor alkalmazása esetén $dp/dt \leq 0$ a teljes szektorban ($dP10 \leq 0$, $dP00 \leq 0$).

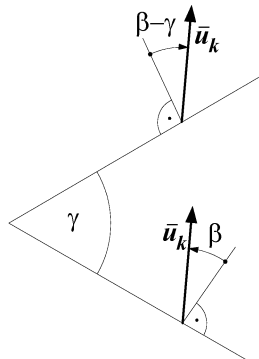
A δ függő rész elhanyagolható (3.5.9)-ben, figyelembe véve δ kis értékét. Így $U_{dc\text{dem}}$ meghatározásának kiinduló egyenlete a következő $dp/dt \leq 0$ alapján:

$$u_{L\delta} \geq \psi_L \omega_\ell \quad (3.5.12)$$

Relatív egységekkel $\psi_L \approx 1$ (elhanyagolva az ellenállást) és $\omega_\ell \approx 1$, vagyis $\psi_L \omega_\ell \approx 1$.

$u_{L\delta}$ a kapcsolt feszültségvektor $\bar{\psi}_L$ -re merőleges komponense (3.5.2. ábra). Értéke függ a Kapcsoló Táblázattól és változik a fluxus szektoron belüli mozgásával. Az egyenfeszültség szükséges értékét $u_{L\delta}$ minimális értékéből tudjuk meghatározni (arra is teljesülnie kell (3.5.12)-nek).

A feszültségvektorok hossza: $u_0 = 2/3 u_{dc}$. A szektor szélessége általánosan γ . A szektor elején lévő fluxusvektor esetén a kapcsolt \bar{u}_k feszültségvektor fluxusra merőleges iránnyal (δ változtató feszültség komponens iránnyal) bezárt szögét jelöljük β -val. Ez a szög β - γ -ra változik ugyanazon \bar{u}_k feszültségvektor esetén, ha a fluxusvektor eléri a szektor végét (3.5.19. ábra).



3.5.19. ábra. A feszültségvektor helyzete a szektor elején és végén.

Elméleti optimum:

Az optimum a legkisebb szükséges $U_{dc\text{dem}}$ értéket adja. Ezt akkor érjük el, ha olyan β -t választunk, amire $u_{L\delta}$ szektoron belüli minimumának legnagyobb értékét kapjuk. Egyszerű geometriai megfontolásokból ez akkor áll elő, ha \bar{u}_k a fluxusra merőleges irányra szimmetrikusan helyezkedik el a szektor elején és végén: $\beta = -(\beta - \gamma)$.

$\gamma = 60^\circ$ (hat szektoros verzió) esetén az optimum: $\beta = 30^\circ$; $\beta - \gamma = -30^\circ$ (a 3.5.19. ábra erre lett felrajzolva). Az $u_{L\delta}$ feszültség komponens minimuma: $u_{L\delta} = u_0 \cos 30^\circ = u_0 \sqrt{3}/2 = 2/3 u_{dc} \sqrt{3}/2 = u_{dc}/\sqrt{3} \geq \psi_L \omega_\ell$, vagyis:

$$u_{dc} \geq \sqrt{3} \psi_L \omega_\ell = M \psi_L \omega_\ell = U_{dc\text{dem}} \approx 1.73 \psi_L \omega_\ell. \quad (3.5.13)$$

$\psi_L \omega_\ell \approx 1$ együtthatója (M) mutatja a minimálisan szükséges egyenfeszültség értéket ($M \approx U_{dc\text{dem}}$). A hat szektoros esetre ennek értéke megegyezik a feszültség inverter működőképességének fenntartása szükséges egyenfeszültség szinttel ($\sqrt{3}$).

$\gamma = 30^\circ$ (12 szektoros verzió) esetén az optimum: $\beta = 15^\circ$; $\beta - \gamma = -15^\circ$. Hasonlóan levezetve:

$$u_{dc} \geq \frac{3}{\sqrt{2 + \sqrt{3}}} \psi_L \omega_\ell = M \psi_L \omega_\ell = U_{dc\text{dem}} \approx 1.55 \psi_L \omega_\ell. \quad (3.5.14)$$

Gyakorlati értékek:

Sajnos az optimumot szolgáltató feszültségvektorok nem (vagy nem mindig) kapcsolhatók a diszkrét feszültségvektorok és a diszkrét, különbözőképpen orientált szektorok miatt (β nem választható az optimálisra). A vizsgált szektor típusokra a kapcsolható feszültségvektorok alapján az egyenfeszültség minimálisan szükséges értékeit a 3.5.VI. táblázat mutatja. $U_{dc\text{dem}}$ számításánál azt a szöget kell használni (β vagy $\beta - \gamma$), amelyik a kisebb $u_{L\delta}$ -t adja).

Csak a 12A páros szektora esetén lehetséges az elméleti optimum elérése. Az egyéb verziók az elméletinél nagyobb értéket adnak, főként a hat szektoros verzió igényel nagy egyenköri feszültséget.

3.5.VI. táblázat. A gyakorlati egyenfeszültség-igények összehasonlítása.

Szektor verzió	β	$\beta - \gamma$	$M \approx U_{dc\text{dem}}$
6	0° 60°	-60° 0°	3
12A páros	15°	-15°	1.55
12A páratlan	45° -15°	15° -45°	$3/\sqrt{2} \approx 2.12$
12B páros	30°	0°	$\sqrt{3}$
12B páratlan	0°	-30°	$\sqrt{3}$

Sajnos még egy tényező is befolyásolja a szükséges egyenfeszültség nagyságát: a másik mennyiség (a meddő teljesítmény) szabályozása más feszültségvektort igényelhet, mint amivel a 3.5.VI. táblázat értékei számolva lettek. Vagyis a meghatározott értékek minimálisan

szükséges értéként kezelendők, a biztonság érdekében nagyobb értékek szükségesek. A közölt vizsgálatok esetén $u_{dc}=3p_u$ -t használtam.

A meghatározott értékek ellenőrzésére használhatók a deriváltakra felrajzolt ábrák (3.5.9-10. és 3.5.13-16 ábrák).

- A hat szektoros esetben a használt $u_{dc}=3p_u$ egyenfeszültség éppen a minimálisan szükséges értékkel egyenlő, határesetet várhatunk a deriváltak előjele tekintetében. És valóban: a 3.5.9-10 ábrákon látható, hogy a hatásos teljesítmény csökkentéséhez tartozó dP_{x0} görbék megközelítik, sőt át is lépik a nulla értéket. Azért nem maradnak végig negatívak illetve érik el pontosan a nulla értéket, mert δ hatását elhanyagoltuk.
- A 12 szektoros változatokra a 3.5.VI. táblázat alapján úgy tűnik, hogy $u_{dc}=3p_u$ elegendően nagy. Ami miatt dP_{x0} mégis jelentősen pozitív is lehet (3.5.13-15 ábrák), az a meddő teljesítmény szabályozás által igényelt, a feszültségigény szempontjából nem optimális feszültségvektorok használata (3.5.III. és 3.5.IV. táblázat).

Érdekes szimmetriát mutató jelenség figyelhető meg: Ha u_{dc} -t csökkentjük a hat szektoros esetben, a súlyozott dP_0 derivált $u_{dc} = \sqrt{3}$ értéknél éri el a nulla értéket.

3.5.4. A hatásos teljesítmény ellentétes viselkedése különböző előjele esetén

[3-S10]

Felfedeztem egy új jelenséget közvetlen teljesítmény szabályozások alkalmazása esetén: a hatásos teljesítmény és alapjelének ellentétes viselkedése a teljesítmény előjelétől függően. Ennek eddig nem ismert okát felderítettem. Itt a közvetlen szabályozás szintjéről egy szinttel feljebb kell menni a jelenség magyarázatához, az egyenfeszültség szabályozás szintjére. A fizikai kép használata leginkább az egyenkör viselkedésének vizsgálatánál érhető tetten. A jelenség ismerete szükséges a rendszer tervezéséhez. Módszereket javasoltam hatásának csökkentésére, kompenzálására.

Az itt bemutatott jelenség akkor fontos, ha a hatásos teljesítmény iránya kétféle is lehet. A jelenséget frekvenciaváltós szélgenerátorok vizsgálata során fedeztem fel. A jelenségnek és okának ismerete szükséges a rendszer megfelelő tervezéséhez.

3.5.4.1. A jelenség

A különböző viselkedést először a hatásos teljesítmény kialakuló hibasávjának és lüktetési frekvenciájának különbözőségén vettem észre a kétféle hatásos teljesítmény iránynál (a bemutatott ábráknál a tolerancia sáv $2\Delta P=0,1$; $u_{dref}=3$):

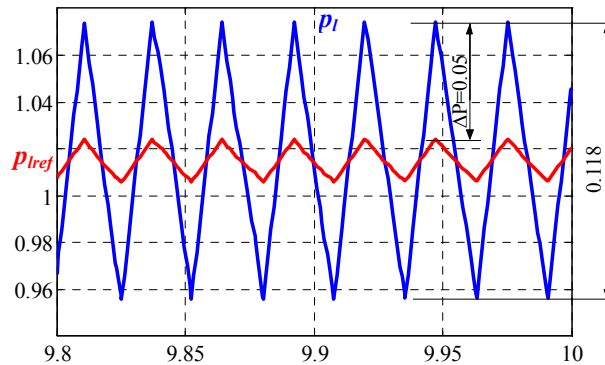
- Amikor a hatásos teljesítmény az egyenáramú kör felé folyik ($p_\ell > 0$, $i_{dc}=0,5 > 0$, 3.5.1. ábra), a kialakuló hibasáv szélesebb ($0,118 > 2\Delta P$) és a lüktetési frekvencia kisebb ($\sim 11,4\text{kHz}$) (3.5.20. ábra).
- Amikor $p_\ell < 0$ ($i_{dc}=-0,5$) a kialakuló hibasáv keskenyebb ($0,087 < 2\Delta P$) és a lüktetési frekvencia nagyobb ($\sim 15,2\text{kHz}$) (3.5.21. ábra).

A jelenség okát fel kell tární, hiszen a hibasáv és a lüktetési frekvencia két fontos paramétere a működésnek, jelentős változásuk figyelembe veendő a rendszer tervezésénél.

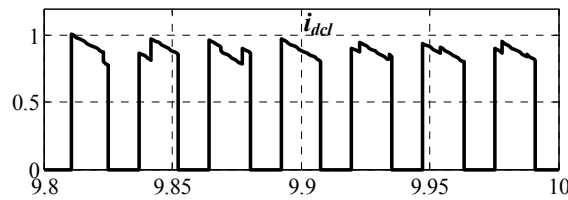
3.5.4.2. A jelenség oka

A jelenség okának kiderítéséhez a hatásos teljesítmény alapjelét is berajzoltam az ábrákba. Amint megfigyelhető, annak változása p_ℓ -vel összevetve különböző a két esetben:

- $p_\ell > 0$ esetben a $dp_{\ell\text{ref}}/dt$ előjele azonos dp_ℓ/dt előjelével.
- $p_\ell < 0$ esetben előjeleik ellentétesek.

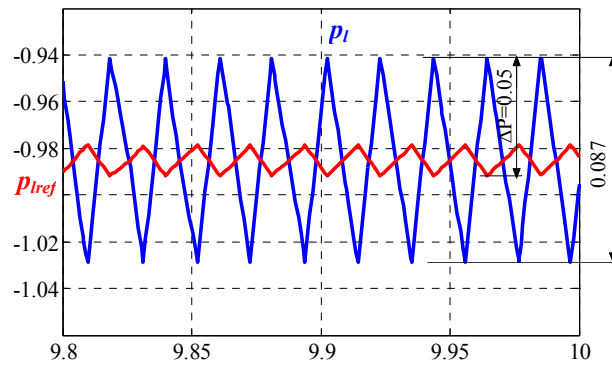


a) A hatásos teljesítmény és alapjele.

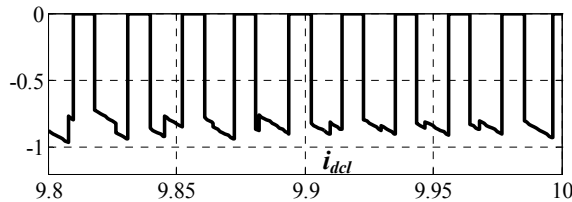


b) Az egyenáram az inverter oldalán.

3.5.20. ábra. Időfüggvények pozitív hálózati teljesítmény esetén (6a verzió).



a) A hatásos teljesítmény és alapjele.



b) Az egyenáram az inverter oldalán.

3.5.21. ábra. Időfüggvények negatív hálózati teljesítmények esetén (6a verzió).

A $p_{\ell\text{ref}}$ az egyenfeszültség szabályozó kimenete. A szabályozó ezen keresztül reagál az u_{dc} egyenfeszültség változására: ha u_{dc} nő, a szabályozó kimenete (és vele $p_{\ell\text{ref}}$) csökken és fordítva. A kétféle előjelű hatásos teljesítmény esetén az u_{dc} egyenfeszültség ellentétesen reagál a p_ℓ növelésére használt feszültségvektorra (a bemutatott ábrák esetén a 6a Kapcsoló Táblázat verzió volt használva, amelynél ezek a feszültségvektorok nulla vektorok). A nulla

vektor kapcsolása azt jelenti, hogy nem folyik áram az egyenköri kondenzátorba/ból a hálózat felől/felé ($i_{dc\ell}=0$). De van egyenáram a terhelés felé/felől (az egyenkör másik oldala):

- Ha $p_\ell > 0$, $i_{dc} > 0$ kisüti a kondenzátort, u_{dc} csökken, $p_{\ell ref}$ növekszik.
- Ha $p_\ell < 0$, $i_{dc} < 0$ tölti a kondenzátort, u_{dc} növekszik, $p_{\ell ref}$ csökken.

Mindkét esetben a p_ℓ csökkentést aktív feszültségvektor végzi, amelynek hatására kialakul egy $i_{dc\ell}$ egyenköri áram, melyre $|i_{dc\ell}| > |i_{dc}|$ (3.5.20b. és 3.5.21b. ábra). Ez az $i_{dc\ell}$ áram u_{dc} -t és $p_{\ell ref}$ -t a p_ℓ növelésének esetéhez képest ellentétesen változtatja mindkét esetben.

A leírt ellentétes viselkedés a magyarázata az ellentétes $p_{\ell ref}$ változásnak a két esetben. A hatásos teljesítmény szabályozó hiszterézis sávját $p_{\ell ref}$ és p_ℓ között mérjük:

- Ha ezek azonos irányban változnak, a kiadódó p_ℓ változási sáv nagyobb $2\Delta P$ -nél, ahogy észleltük is (3.5.20a. ábra).
- Ha ezek ellentétes irányban változnak, a kiadódó p_ℓ változási sáv kisebb $2\Delta P$ -nél, ahogy észleltük is (3.5.21a. ábra).

Erre a jelenségre is megvizsgálhatnánk a Kapcsoló Táblázat módosításainak hatását. A nem nulla vektoros verziókat várhatnánk különbözőnek az itt leírtaknál, de nem azok. Ezek aktív feszültségvektort használnak p_ℓ növelésére a nulla vektor helyett. Az ezek hatására kialakuló $i_{dc\ell}$ áramnak ugyanolyan irányú hatása van u_{dc} -re és $p_{\ell ref}$ -re, mint az $i_{dc\ell}=0$ -nak. A hatás nagysága pedig nagyobb, ami gyorsabb változásokat és nagyobb kapcsolási frekvenciát eredményez. Az ellentétes viselkedés jelensége velük nem változik.

A hatásos teljesítmény közvetlen szabályozásánál tapasztalt jelenség az analógia miatt a közvetlen nyomaték szabályozásoknál is ki kell, hogy alakuljon. Azt, hogy ez a teljesítmény szabályozásnál került napvilágra az időállandók nagyságrendi különbsége okozza:

- Hatásos teljesítmény szabályozásnál a szabályozási körben az egyenfeszültség szabályozása található, amely a kondenzátor töltését/kisütését meghatározó időállandón keresztül hat: $T_c = (3/2)C_{dc}R$ (egyenértékű paramétereket használva). A vizsgálatoknál használt tipikus kondenzátor érték: $C_{dc} = 10\mu F$. Az ellenállás az egyenkör mindkét oldala felől értelmezendő (hálózat, terhelés), de mindegyik nagyságrendileg pár százalék. Pl. a vizsgálatoknál használt hálózati modellben az ellenállás $R_\ell = 0,01\Omega$ volt. Ezzel az időállandó nagyságrendje: $T_c = (3/2) \cdot 10 \cdot 0,01 = 0,15\mu s$.
- Nyomaték szabályozásánál a szabályozási körben a fordulatszám szabályozás szokott lenni, amely a névleges indítási idő, mint időállandón keresztül hat. Ennek értéke a kondenzátorra kiszámolt időállandónál több nagyságrenddel nagyobb (pl. $T_{stn} = 1s = 314\mu s$).

Ennek következtében az itt tárgyalt jelenség hatása a közvetlen nyomaték szabályozásra elhanyagolható.

3.5.4.3. A jelenség hatásának csökkentése

Az ellentétes viselkedés hatására kialakuló különböző hiszterézis sáv és kapcsolási frekvencia a tervezettől eltérő lesz. Ha ezeket a hatásokat csökkenteni akarjuk, a következő lehetőségeink vannak:

1) Beavatkozás vezérléssel

Előfordulhat, hogy a kétféle teljesítmény irány közül az egyik domináns. Pl. szélgenerátorok esetén az idő nagy részében energiatermelés van, a választott pozitív irányokkal ilyenkor $p_\ell < 0$. A megkívánt kialakuló hiszterézis sáv eléréséhez a rendszer paramétereinek ismeretében ΔP megfelelő értékre választható ($p_\ell < 0$ esetén a megkívánt hiszterézis szélességénél nagyobbra). Így az idő nagy részében a megkívánt viselkedés érhető el.

A paraméterek, amik befolyásolják ΔP megválasztását a következők:

- A C_{dc} kondenzátor töltési/kisütési időállandója.
- Az egyenfeszültség szabályozó paraméterei.
- A hatásos teljesítmény nagysága. Sajnos ez változó, munkapont függő. Esetleg egy közepes, átlagos teljesítménnyel lehet számolni, de a kompenzálás nem lesz tökéletes.

2) Beavatkozás visszacsatolással

Ha a hatásos teljesítmény iránya sem ismert, vagy a változó nagysága miatti kompenzációs pontatlanságot meg akarjuk szüntetni, akkor a hatásos teljesítmény szabályozó hiszterézis sávját on-line kell változtatni az aktuális p_ℓ ismeretében zárt hurkú beavatkozással. A kompenzációs egyenlet a következő:

$$\Delta p = \Delta p_0 - K \cdot p_\ell \quad (3.5.15)$$

Itt a K kompenzációs konstans értékét a fentebb felsorolt rendszer paraméterek határozzák meg.

Összefoglalás a 3. fejezethez: 4. tézis (Közvetlen szabályozások)

Rövid kifejtés:

A közvetlen szabályozások alapelvükben magukban hordozzák a fizikai megközelítést. Fizikai alapelvekből kiindulva új elveket és eszközöket dolgoztam ki a feszültség inverteres váltakozóáramú hajtások közvetlen szabályozásaival kapcsolatban és azokkal számos új eredményre jutottam. a) Általánosítás: Fizikai analógiákon alapulva megalkottam a közvetlen szabályozások általánosítását és általános leírását. Egyszerű fizikai összefüggésekkel kimutattam, hogy a közvetlen szabályozások alkalmazhatók mindenhol, ahol áramvektor szabályozásra van szükség. b) Alkalmazások, specifikus tulajdonságok: Kimutattam, hogy az áram közvetett szabályozása miatt kalickás aszinkrongépnél meg kell oldani az áramkorlátozást indulás során. Kimutattam, hogy az állandómágneses szinkrongép közvetlen nyomaték szabályozásának korlátja van az állórész fluxus nagyságának függvényében. Fizikai analógiák alapján alkalmaztam és implementáltam a közvetlen szabályozásokat: új gépekre, új átalakítóra, új mennyiségekre és egy teljes rendszerre. c) Dinamika: Újonnan felfedezett jelenségeként megvizsgáltam a szabályozások dinamikai viselkedésének problémáját. A viselkedés fizikai háttere alapján ehhez hatékony mennyiségi mérőszámokat vezettem, amelyek az optimalizáláshoz is használhatók. d) A hálózati hatásos teljesítmény előjelétől függő viselkedés új jelenségét fedeztem fel. Ennek eddig nem ismert okát meghatároztam. Módszereket javasoltam hatásának csökkentésére, kompenzálására.

Részletes kifejtés:

A közvetlen szabályozások alapelvükben magukban hordozzák a fizikai megközelítést. Ebben a tézisben gyakorlatilag minden új tudományos eredmény letisztult fizikai megközelítés és megfontolás eredménye. Fizikai alapelvekből kiindulva új elveket és eszközöket dolgoztam ki a feszültség inverteres váltakozóáramú hajtások közvetlen szabályozásaival kapcsolatban és azokkal a *következő új eredményekre jutottam:*

4a. Általánosítás:

Fizikai analógiákon alapulva megalkottam a közvetlen szabályozások általánosítását és általános leírását. Ez nagy mértékben áttekinthetővé teszi a tradicionális szabályozás kiterjesztését: *az eredeti elv kiterjeszthető további gépekre, mennyiségekre, átalakítókra és rendszerekre.* [3-S6], [3-S10] (3.1. fejezet).

Egyszerű fizikai összefüggésekkel kimutattam, hogy a közvetlen szabályozások alkalmazhatók mindenhol, ahol áramvektor szabályozásra van szükség, mert ilyenkor az áram komponensei is indirekt módon szabályozhatók. *Meghatároztam ennek korlátait és bemutattam alkalmazási területeit.* [3-S2], [3-S6], [3-S7], [3-S8], [3-S9] (3.1.2. fejezet).

4b. Alkalmazások, specifikus tulajdonságok:

Az alkalmazások és azok specifikus tulajdonságai mind fizikai képre vezethetők vissza:

Kimutattam, hogy az áram közvetett szabályozása miatt kalickás aszinkrongépnél meg kell oldani az áramkorlátozást indulás során, amikor a fluxusnak ki kell alakulnia. *Megoldást dolgoztam ki erre a problémára.* A fluxus kialakítása többféleképpen történhet. A lehetséges eseteket mérésekkel is vizsgáltam. [3-S4], [3-S5] (3.2. fejezet)

Kimutattam, hogy az állandómágneses szinkrongép közvetlen nyomaték szabályozásának korlátja van az állórész fluxus nagyságának függvényében, amit az ilyen rendszer tervezésénél figyelembe kell venni. [3-S6] (3.3. fejezet).

Fizikai analógiák alapján *alkalmaztam és implementáltam a közvetlen nyomaték és fluxus szabályozást kétoldalról táplált csúszógyűrűs aszinkrongép esetére*, elsősorban a szélgenerátoros alkalmazás esetére. [3-S2], [3-S6], [3-S7] (3.4. fejezet).

Fizikai analógiák alapján *alkalmaztam és implementáltam a közvetlen szabályozást új átalakítóra és új mennyiségekre*, a hálózatoldali áramirányító hatásos és meddő teljesítményének közvetlen szabályozására. [3-S6], [3-S10], (3.5.1. fejezet).

Alkalmaztam és implementáltam a közvetlen szabályozásokat egy teljes rendszerre: kétoldalról táplált aszinkron szélgenerátor mindkét áramirányítójának közvetlen szabályozására. [3-S6], (3.5.2. fejezet).

4c. Dinamika:

Új jelenséget fedeztem fel közvetlen teljesítmény szabályozások alkalmazása esetén: a gyorsan változó alapel jó dinamikájú követésének problémája. A viselkedés fizikai háttere alapján kiadódott, hogy a kapcsolt feszültségvektorok hatékonyságát kell vizsgálni és javítani. Az ez alapján kidolgozott új vizsgálati módszerrel és mennyiségi mérőszám bevezetésével megvizsgáltam és minősítettem a lehetséges Kapcsoló Táblázatok különféle verzióit. Segítségével az adott alkalmazáshoz leginkább illeszkedő verzió választható ki. Szemléletes mérőszám bevezetésével meghatároztam a jó dinamikai viselkedéshez szükséges egyenfeszültség nagyságát a különböző verziókra. Kimutattam, hogy ez akár jelentősen nagyobb is lehet az átalakító alpműködéséhez szükséges értéknél. Az itt kidolgozott eredmények az analógia miatt adaptálhatók a közvetlen nyomaték és fluxus szabályozásokhoz is. Az erősen fizikai szemléletű megközelítések következtében az eredmények kifejlesztése és a téma feldolgozásának folyamata is tanulságos: az a tipikus kutatási-fejlesztési ciklus alapján történt: analízis – megoldás – szintézis – előrejelzés – igazolás – összehasonlítás – általánosítás. [3-S3], [3-S10], (3.5.3. fejezet).

4d. A hálózati hatásos teljesítmény előjelétől függő viselkedés:

Felfedeztem egy új jelenséget közvetlen teljesítmény szabályozások alkalmazása esetén: a hatásos teljesítmény és alapelének ellentétes viselkedése a teljesítmény előjelétől függően. Ennek eddig nem ismert okát felderítettem. Itt a közvetlen szabályozás szintjéről egy szinttel feljebb kell menni a jelenség magyarázatához, az egyenfeszültség szabályozás szintjére. A fizikai kép használata leginkább az egyenkör viselkedésének vizsgálatánál érhető tetten. A jelenség ismerete szükséges a rendszer tervezéséhez. Módszereket javasoltam hatásának csökkentésére, kompenzálására. [3-S10], (3.5.4. fejezet).

Irodalomjegyzék a 3. fejezethez

Irodalmi előzmények

- [3-1] Depenbrock, M.: *Direct self control of inverter-fed induction machines*, IEEE Trans. Power Electronics., vol.3, pp420–429, Oct. (1988)
- [3-2] Takahashi, I.-Noguchi, T.: *A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction machine*, IEEE Trans. Industry Application, vol.IA-22, pp820–827. Sept./Oct. (1986)

- [3-3] Marongiu, I.-Damiano, A.-Gatto, G.-Perfetto, A.: *An Improved Look-up Table for Zero Speed Control in DTC Drives*, EPE '99– Lausanne, DS 3.5 – topic 5: Induction Motor Drives (2). (1999)
- [3-4] Lataire, Ph.: *White paper on the new ABB medium voltage drive system, using IGCT power semiconductors and Direct Torque Control*, EPE Journal, Vol.7, No.3-4, December, (1998)
- [3-5] Buja, G.S.-Kazmierkowski, M.P.: *Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors—a survey*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.51. No.4. pp744–757. August (2004)
- [3-6] Noguchi, T.-Tomiki, H.-Kondo, S.-Takahashi, I.: *Direct power control of PMW converter without power-source voltage sensors*, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.34. No.3. pp473–479. May/June (1998)
- [3-7] Malinowski, M.-Kazmierkowski, M.P.-Hansen, S.-Blaabjerg, F.-Marques, G.D.: *Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers*, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.37. No.4. pp1019–1026. July/August (2001)
- [3-8] Gierlotka, K.-Jelen, M.: *Control of double-fed induction machine using DTC method*, in Proc. EDPE'03. pp476–481. Slovakia, Sept. (2003)
- [3-9] Rahman, M.F.-Zhong, L.-Lim, K.W.: *A direct torque-controlled interior permanent magnet synchronous motor drive incorporating field weakening*, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.34. No.6. pp1246–1253. Nov/Dec. (1998)

A 4. tézishez kapcsolódó saját publikációk

K  nyv:

- [3-S1] Schmidt, I.-Vincze, Gyn  .-**Veszprémi, K.**: *Villamos szervo-   s robothajt  sok*, Egyetemi tankönyv, ISBN 963 420 642 5. M  egyetemi Kiadó, Budapest, p388. (2000)

Folyóirat:

- [3-S2] Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**-Hunyár, M.: *Kétoldalról táplált szélgenerátor m  z  orient  lt szabályozása*, ELEKTROTECHNIKA (BUDAPEST), **100**:(11), pp10-13. (2007)
- [3-S3] **Veszprémi, K.**: *Optimizing the dynamic behavior of direct controls of voltage-source converters*, Electric Power Components and Systems (Electrical Machines & Power Systems), (IF=0,079) k  zl  sre elfogadva, paper no.7529, (2009)

Konferencia cikk:

- [3-S4] Juh  sz, Gy.-Halász, S.-**Veszprémi, K.**: *Simulation and Measurement of Direct Torque Controlled IM Drive*, Proc of the Internatioms Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC'2000, Kassa, Szlovákia, vol.7. pp124-129. (2000)
- [3-S5] Juh  sz, Gy.-Halász, S.-**Veszprémi, K.**: *New Aspects of a Direct Torque Controlled Induction Motor Drive*, Proc of the IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT'2000, Goa, India, vol.1. pp43-48. (2000)

- [3-S6] Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**: *Application of direct controls to variable-speed wind generators*, CD-ROM Proc. of the IEEE International Conference on Industrial Electronics and Control Applications, ICIECA'2005., Ecuador, Quito, Paper 0105. **Best Paper Award**, ISBN 0-7803-9420-8, CD p6, (2005)
- [3-S7] Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**: *Field Oriented Current Vector Control of Double-Fed Induction Wind Generator*, CD-ROM Proc. of the IEEE 32nd Annual Conference on Industrial Electronics, IECON'2006, Paris, Franciaország, pp988-993. ISBN 1-4244-0136-4, (2006)
- [3-S8] Schmidt, I.-**Veszprémi, K.**: *Additional Application Fields of a Modern Wind Generator Even at No-Wind*, CD-ROM Proc. of the 12th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'2007, Aalborg, D  nia, Paper 020. ISBN 9789075815108, CD p10, (2007)
- [3-S9] **Veszprémi, K.**-Schmidt, I.: *Flywheel Energy Storage Drive for Wind Turbines*, CD-ROM Proc. of the 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'2007, Bangkok, Thaif  ld, pp916-922. ISBN 1-4244-0645-5, (2007)
- [3-S10] **Veszprémi, K.**-Schmidt, I.: *Direct Controls in Voltage-Source Converters - Generalizations and Deep Study*, CD-ROM Proc. of the International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC'2008, Poznan, Lengyelország, pp1826-1833. ISBN 978-1-4244-1742-1, (2008)

A 4. tézishez kapcsolódó saját publikációkra történt független hivatkozások összesített s   ama: **20**